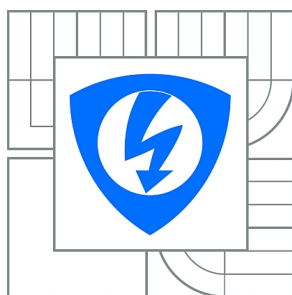




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologiÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ANALÝZA, VLASTNOSTI A APLIKACE KOMERČNĚ DOSTUPNÝCH NAPĚŤOVÝCH NÁSOBIČEK

ANALYSIS, FEATURES AND APPLICATIONS OF AVAILABLE VOLTAGE MODE MULTIPLIERS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. PAVEL KOPEČEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER

BRNO 2011



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Pavel Kopeček

ID: 100278

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Analýza, vlastnosti a aplikace komerčně dostupných napěťových násobiček

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s vlastnostmi komerčně dostupných napěťových násobiček, tj. z katalogových listů prostudujte DC a AC vlastnosti těchto aktivních bloků. Provedte kontrolní analýzy v OrCAD s makromodely (pokud existují), případně vlastními modely. Ověřte podstatné katalogové údaje.

Provedte kontrolní proměření simulacemi získaných závislostí a porovnejte výsledky s teorií (katalogem a simulacemi). Diskutujte možné aplikace v různých systémech analogové techniky (filtry, oscilátory, modulátory,...). Preferujte uplatnění násobičky jako elektronicky říditelného prvku.

Navrhněte několik aplikací, které ověříte simulacemi (zde proveďte i citlivostní a toleranční analýzy) i měřením v laboratoři. Výsledky měření a počítačové analýzy porovnejte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] AD834: 500 MHz Four-Quadrant Multiplier [online]. Analog Devices, 2009 - [cit. 16.12.2009].

Dostupné na [www](http://www.analog.com/en/other-products/analog-multipliersdividers/ad834/products/product.html):

<http://www.analog.com/en/other-products/analog-multipliersdividers/ad834/products/product.html>

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce pojednává o analogových násobičkách, a to hlavně o napětových. Vyskytnou se v ní ale i modifikace s proudovými výstupy. První část práce je věnovaná výběrem několika násobiček a popisem jejich funkcí, možných zapojení a výčtu nejdůležitějších katalogových hodnot. V další části se práce zabývá již jednoduchými aplikacemi obsahující alespoň jednu z probraných násobiček. Následně proběhla realizace vybraných aplikací a změření jejich skutečných vlastností. Výsledky měření jsou poté porovnány s počítačovými simulacemi. Jako posledním krokem jsou zhotoveny citlivostní a toleranční analýzy simulovaných zapojení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Analogová násobička, transkonduktanční násobička, vysokofrekvenční násobičky, aplikace, napětím řízený zesilovač, generátor, frekvenční filtr a oscilátor

ABSTRACT

This work deals with the analog multipliers, mainly of the voltage multipliers. Also the modifications of current output will appear here. The first part is devoted to a choice several multipliers and a description of their functions, the possible involvement and introduction of the most important catalog values. The next section deals with the simple application that contains at least one of the multipliers. Next was the implementation of selected applications and measure their actual performance parameters. Results are then compared with computer simulations. As final step is done of tolerance and sensitivity analysis of simulated configurations of circuits.

KEYWORDS

Analog multiplier, transconductance multiplier, high-frequency multiplier, application, voltage controlled amplifier, generator, frequency filter and oscillator

KOPEČEK, P. Analýza, vlastnosti a aplikace komerčně dostupných napěťových násobiček. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 68 s., 14 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. Roman Šotner.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Analýza, vlastnosti a aplikace komerčně dostupných napěťových násobiček jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Teoretický rozbor násobiček	2
1.1 Rozdělení násobiček	2
1.1.1 Způsob zpracování vstupního signálu.....	2
1.1.2 Pracovní režim násobičky	3
1.1.3 Pracovní kvadrant	3
1.2 Realizace analogové násobičky	4
1.2.1 Transkonduktanční násobička.....	5
1.2.2 Zdroje chyb operace.....	7
2 Dostupné analogové násobičky	9
2.1 AD633.....	9
2.1.1 Analýza v PSpice	10
2.2 MLT04	11
2.2.1 Analýza v PSpice	13
2.3 AD734.....	13
2.3.1 Analýza v PSpice	17
2.4 AD834.....	18
2.4.1 Model AD834	22
2.4.2 Analýza modelu v PSpice	23
2.4.3 Ověření parametrů měření	25
3 Aplikace analogových násobiček	27
3.1 Napětím řízený zesilovač (VCA).....	27

3.1.1	VCA s pomocí OZ	28
3.1.2	VCA s pomocí tranzistorů	33
3.1.3	VCA s pomocí transformátoru.....	37
3.2	Integrátor.....	38
3.3	Frekvenční filtr	39
3.3.1	KHN filtr.....	41
3.4	Nastavitelný funkční generátor	48
3.5	Napětím řízený oscilátor (VCO).....	53
3.5.1	VCO bez stabilizace amplitudy	53
3.5.2	Širokopásmová automatická stabilizace amplitudy	54
3.5.3	VCO ve smíšeném módu	55
4	Závěr	63
	Literatura	65
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	67
	Seznam příloh	68

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Digitální násobička	2
Obr. 2: Pracovní oblast násobičky a) jednokvadrantové b) dvoukvadrantové c) čtyřkvadrantové.....	3
Obr. 3: Blok analogové násobičky.....	4
Obr. 4: Aritmetické operace pomocí logaritmického zesilovače [2]	4
Obr. 5: Jednokvadrantová transkonduktanční násobička [2].....	5
Obr. 6: Dvoukvadrantová transkonduktanční násobička [2]	6
Obr. 7: Čtyřkvadrantová transkonduktanční násobička [2]	6
Obr. 8: Blokový diagram AD633 [3].....	10
Obr. 9: Šířka pásma AD633.....	11
Obr. 10: Blokový diagram MLT04 [6]	12
Obr. 11: Frekvenční závislost MLT04.....	13
Obr. 12: Blokový diagram AD734 [4].....	14
Obr. 13: Zapojení AD734 pro násobení [4].....	15
Obr. 14: Zapojení AD734 pro dělení [4]	16
Obr. 15: Zapojení AD734 pro odmocňování [4]	16
Obr. 16: Přímá volba jmenovatele u AD734 [4].....	17
Obr. 17: Frekvenční charakteristika AD734 pro různé napětí $U_1 - U_2$	18
Obr. 18: Blokový diagram AD834 [5].....	19
Obr. 19: Základní násobící zapojení AD834 [5].....	20
Obr. 20: Třísignálové zapojení AD834 [5]	21
Obr. 21: Model a schematická značka AD834	22
Obr. 22: Časový průběh násobení dvou signálů	23
Obr. 23: Spektrum vstupních a výstupních signálů po vynásobení.....	24
Obr. 24: Šířka pásma AD834.....	25
Obr. 25: Přechodová charakteristika AD834.....	26

Obr. 26: VCA s pomocí OZ [5]	28
Obr. 27: Časový průběh pro kvadrátor	29
Obr. 28: Spektrum výstupního signálu po násobení signálů 10 a 11 kHz	30
Obr. 29: Modulová frekvenční charakteristika VCA s OZ	30
Obr. 30: Závislost zesílení na řídicím napětí u VCA s OZ	31
Obr. 31: Citlivostní analýza pro změnu zesílení VCA s OZ	32
Obr. 32: Histogram toleranční analýzy VCA s OZ	32
Obr. 33: VCA s pomocí tranzistorů	33
Obr. 34: Časové průběhy proudů u VCA s tranzistory	34
Obr. 35: Modulová frekvenční charakteristika VCA s tranzistory	35
Obr. 36: Závislost zesílení K na velikosti řídicího napětí u VCA s tranzistory	35
Obr. 37: Citlivostní analýza VCA s tranzistory	36
Obr. 38: Histogram toleranční analýzy pro VCA s tranzistory	36
Obr. 39: VCA s pomocí transformátoru [5]	37
Obr. 40: Integrátor	38
Obr. 41: Modulová frekvenční charakteristika integrátoru	38
Obr. 42: Filtr typu DP [16]	40
Obr. 43: Filtr typu HP [16]	40
Obr. 44: Filtr typu PP [16]	41
Obr. 45: KHN filtr [23]	42
Obr. 46: Přeladitelný KHN filtr	43
Obr. 47: Srovnání měřených a simulovaných frekvenčních charakteristiky filtru	44
Obr. 48: Modulová frekvenční charakteristika BP pro různé Q	44
Obr. 49: Závislost f_C na U_{fc}	45
Obr. 50: Závislost Q na U_Q	46
Obr. 51: Závislost K_0 na U_{K_0}	46
Obr. 52: Histogram mezní frekvence KHN filtru	47
Obr. 53: Citlivostní analýza mezní frekvence KHN filtru	47
Obr. 54: Funkční generátor [16]	48
Obr. 55: Srovnání závislostí f_0 na U_N ($RC = 450$ ns)	50

Obr. 56: Časový průběh generovaných signálů ($f_0 = 5,2$ MHz)	50
Obr. 57: Histogram generované frekvence funkčního generátoru.....	51
Obr. 58: Citlivostní analýza funkčního generátoru.....	51
Obr. 59: Maximální generované frekvence	53
Obr. 60: VCO s proměnným kmitočtem [16]	54
Obr. 61: AGC pomocí násobiček [16]	55
Obr. 62: Oscilátor ve smíšeném módu.....	56
Obr. 63: VCO ve smíšeném módu s AGC.....	57
Obr. 64: Závislost oscilační frekvence f_0 na řídicím napětí U_N	59
Obr. 65: Závislost amplitudy výstupního napětí na řídicím napětí U_N	59
Obr. 66: Závislost THD na oscilační frekvenci f_0	60
Obr. 67: Spektrum výstupního signálu VCO	60
Obr. 68: Časový průběh výstupního napětí VCO	61
Obr. 69: Histogram pro toleranční analýzu VCO	61
Obr. 70: Výsledky citlivostní analýzy VCO	62

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Chyby analogové násobičky [6]	8
Tab. 2: Základní vlastnosti dostupných násobiček [3-6]	9
Tab. 3: Vlastnosti AD633 [3]	10
Tab. 4: Vlastnosti MLT04 [6]	12
Tab. 5: Vlastnosti AD734 [4]	17
Tab. 6: Vlastnosti AD834 [5]	22
Tab. 7: Naměřené hodnoty VCO s AGC	58

ÚVOD

Analogová násobička je obvod, pomocí něhož se lze provést matematickou operaci násobení. V dalších případech použití s ní lze realizovat operace dělení, umocňování, odmocňování popř. zlogaritmování signálu. Analogových násobiček se vyrábí velké množství typů s různými vlastnostmi. Naším úkolem bude zanalyzovat vlastnosti několika komerčně dostupných modelů. Této části bude věnován dostatečný prostor, neboť zde budou uvedeny i možnosti, které později v aplikacích nevyužijeme. Nicméně v určitých specifických oblastech by se jich dalo využít. Protože poslední dobou jsou na součástky kladeny stále větší nároky, i my se tedy budeme snažit, použít součástky s co nejlepšími parametry.

Jsou zde uvedeny některé zapojení, využívající analogovou násobičku, s ohledem na parametry násobičky bude pro každou aplikaci vybrána nejvhodnější, splňující naše požadavky. Ne všechny zde prezentované aplikace jsou zhotoveny a změřeny v laboratorních podmínkách, ale jsou vybrány ty z našeho hlediska nejzajímavější. Pro představu zde budou prezentovány napětím řízené zesilovače, generátor signálu, oscilátor a řízený frekvenční filtr. Jednotlivé zapojení byly nejprve realizovány formou modelu v simulačním programu Cadence PSpice, poté bylo z výsledků simulací rozhodnuto, zda bude přistoupeno k realizaci.

Vyrobené aplikace jsou následně změřeny v laboratoři a výsledky měření jsou porovnány se simulovanými průběhy. Jako finální je chápána simulace toleranční a citlivostní analýzy.

1 TEORETICKÝ ROZBOR NÁSOCIČEK

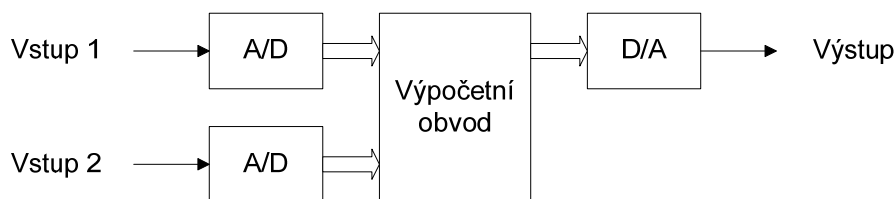
Násobičky jsou obvody, u kterých dochází k operaci násobení. Násobeny jsou vstupní signály, ať už jde o jeden vstupní signál násoben konstantou, tak i o dva nebo více vstupních signálů. Nejrozšířenější jsou obvody, u kterých se násobí dva vstupní signály.

1.1 Rozdělení násobiček

Výrobci se nás snaží zahltit obrovským množstvím typů násobiček, je pouze na nás který typ si vybereme. Typy se od sebe mohou lišit ať už v podstatných rozdílech (zapříčiňující i odlišnou technologii výroby), tak v drobnostech které nebudou mít na naši aplikaci velký vliv. Násobičky lze rozdělit podle způsobu, jakým zpracovávají vstupní signál, podle pracovního režimu a podle pracovního kvadrantu.

1.1.1 Způsob zpracování vstupního signálu

Hlavní rozdělení typů násobiček závisí na principu realizování aritmetické operace násobení. Toho by šlo dosáhnout dvěma způsoby. První z nich je zobrazený na obr. 1. Vstupní analogový signál převedeme na digitální hodnotu. Poté provedeme danou operaci pomocí logických členů nebo vhodného programu v mikrokontroléru (stavovém automatu). Výsledné číslo poté převedeme zpět na analogovou hodnotu. Tato metoda má výhodu v tom, že můžeme realizovat složitější výpočet (nemusí se jednat pouze o násobení). Zároveň změna realizované funkce je rychlá (přehrání programu mikrokontroléru). Nevýhoda této realizace spočívá v délce doby potřebné k dokončení výpočtu. Ta nám nedovolí násobit vstupní signály o frekvenci vyšší než cca. 1 kHz.



Obr. 1: Digitální násobička

Tato hodnota vychází z předpokladu, že použijeme pro násobení dvou 8bitových čísel jednoduchý mikrokontrolér. Na celý průběh násobení je třeba zhruba 15 strojových cyklů (A/D převod, čtení vstupní hodnoty, samotné násobení, skok pro opakování celé akce). Při použití oscilátoru s frekvencí 12 MHz je jeden strojový cyklus asi 1 μ s. Pro frekvenci vzorkování 100x větší než frekvence násobeného signálu je tedy čas nutný

k převodu asi 1,5 ms. Tento čas odpovídá frekvenci cca 670 Hz. Při použití oscilátoru s větší frekvencí je možné násobit signály o frekvenci až 1 kHz.

Pro násobení signálů s vyšší frekvencí je nutné využít druhý způsob realizace. Zde celá operace násobení probíhá analogově. Násobičky jsou pak tvořeny diskrétními součástkami nebo integrovanými obvody, které obsahují mnoho funkčních bloků. Při použití těchto integrovaných obvodů lze dosáhnout vynásobení signálů o frekvenci až stovek MHz.

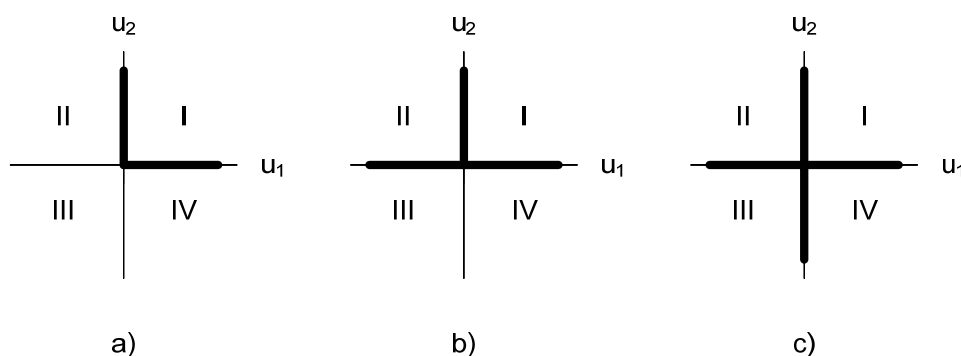
1.1.2 Pracovní režim násobičky

V případě, že je vstupní signál reprezentován napětím, mluvíme o tzv. napěťové násobičce. Pokud je vyjádřen proudem, potom se jedná o násobičku proudovou. Toto ovšem platí pouze pro vstupní signály, lze se setkat s napěťovou násobičkou, která má na výstupu řízený zdroj proudu. To bude i případ jedné námi zkoumané násobičky AD834.

1.1.3 Pracovní kvadrant

Analogové násobičky se podle operační oblasti, ve které mohou zpracovávat vstupní a výstupní signály, mohou dělit na tři skupiny. Tato operační oblast se také nazývá kvadrant [1].

- Jednokvadrantová – vstupní i výstupní signály jsou po celou dobu výpočtu v jedné polaritě, viz obr. 2a
- Dvoukvadrantová – u jednoho vstupu je možné použít obě polarity, u druhého pouze jednu. Výstupní signál poté nabývá obou polarit, viz obr. 2b
- Čtyřkvadrantová – oba vstupy i výstup může nabývat obou polarit napětí, viz obr. 2c



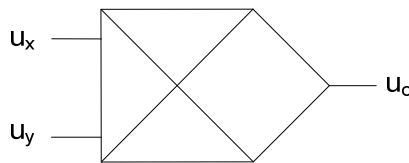
Obr. 2: Pracovní oblast násobičky a) jednokvadrantové b) dvoukvadrantové c) čtyřkvadrantové

1.2 Realizace analogové násobičky

Analogová násobička je vlastně součástka, kterou si můžeme představit jako funkční blok. Ten nám zobrazuje např. obr. 3. Základní vztah popisující její funkci lze uvést ve tvaru:

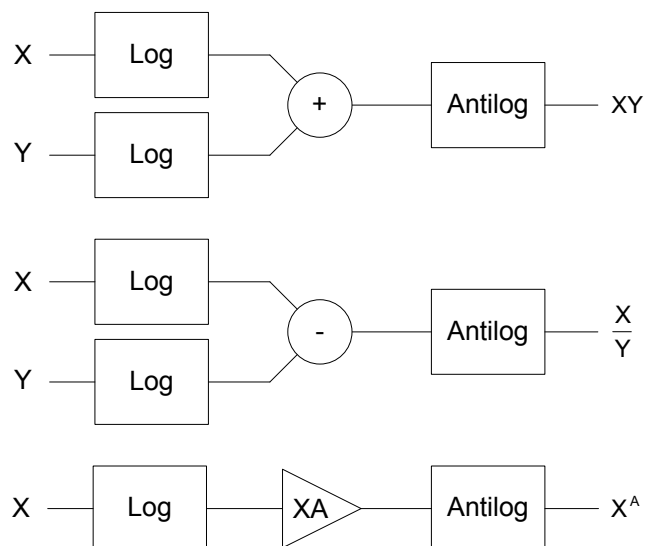
$$u_o(t) = K \cdot u_x(t) \cdot u_y(t) \quad (1)$$

Kde $u_o(t)$ je výstupní napětí, K násobící konstanta a $u_x(t)$ s $u_y(t)$ vstupní napětí. Tento vztah je pouze základní, většina násobiček ho má rozšířen o další prvky jako třeba třetí sumační vstup.



Obr. 3: Blok analogové násobičky

Nejjednodušší násobičky se realizují za použití logaritmického zesilovače. Využívá se funkce antilogaritmu, při jejím aplikování na součet vzniká součin. Celkový přehled použití logaritmického zesilovače je na obr. 4. Pomocí tohoto postupu lze ovšem dosáhnout pouze násobiček s omezenou šířkou pásma a realizovatelné pouze v jednom kvadrantu.



Obr. 4: Aritmetické operace pomocí logaritmického zesilovače [2]

1.2.1 Transkonduktanční násobička

Pro realizaci násobiček s lepšími vlastnostmi je nutné využít tzv. Gilbertovy buňky [2]. Jeho základní zapojení je na obr. 5. Využívá se zde lineárního vztahu mezi kolektorovým proudem tranzistoru a jeho transkonduktancí (zesílením):

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad V_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

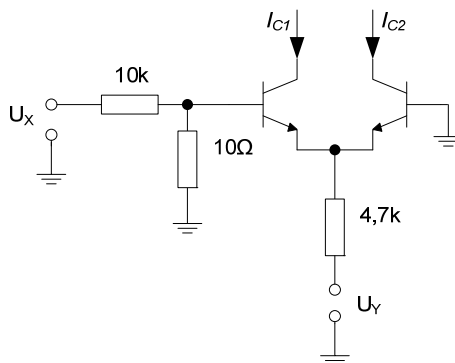
$$\frac{dI_C}{dU_{BE}} = g_m = \frac{qI_C}{kT} \quad (2)$$

Kde I_C je kolektorový proud, U_{BE} - napětí báze-emitor, q - elektronový náboj ($1,60219 \times 10^{-19}$ C), k - Boltzmannova konstanta ($1,38062 \times 10^{-23}$ J K⁻¹) a T - absolutní teplota. Tento vztah můžeme vysvětlit na zapojení se dvěma tranzistory na obr. 5. Jedná se o jednokvadrantové zapojení a vztah pro rozdíl proudů I_{C1} a I_{C2} je poté:

$$I_{C1} - I_{C2} = \frac{q}{kT} \cdot \left(\frac{U_Y + U_{BE}}{4,7 \times 10^3} \right) \cdot \left(\frac{10}{10,010} \right) \cdot U_X = 8,3 \times 10^{-6} (U_Y + 0,6) \cdot U_X \quad (3)$$

Výsledná konstanta platí pro teplotu 25 °C.

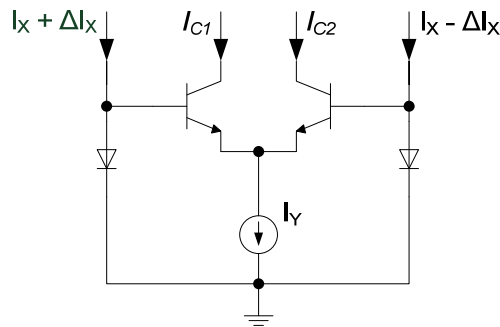
Toto zapojení nelze jako násobičku použít z jednoduchých důvodů. Vstup Y je vlastně offsetem U_{BE} , jehož změna je vůči U_Y nelineární. Vstup X je ovlivněn také nelineární exponenciální závislostí mezi I_C a U_{BE} . A na závěr, celý proces je závislý na teplotě.



Obr. 5: Jednokvadrantová transkonduktanční násobička [2]

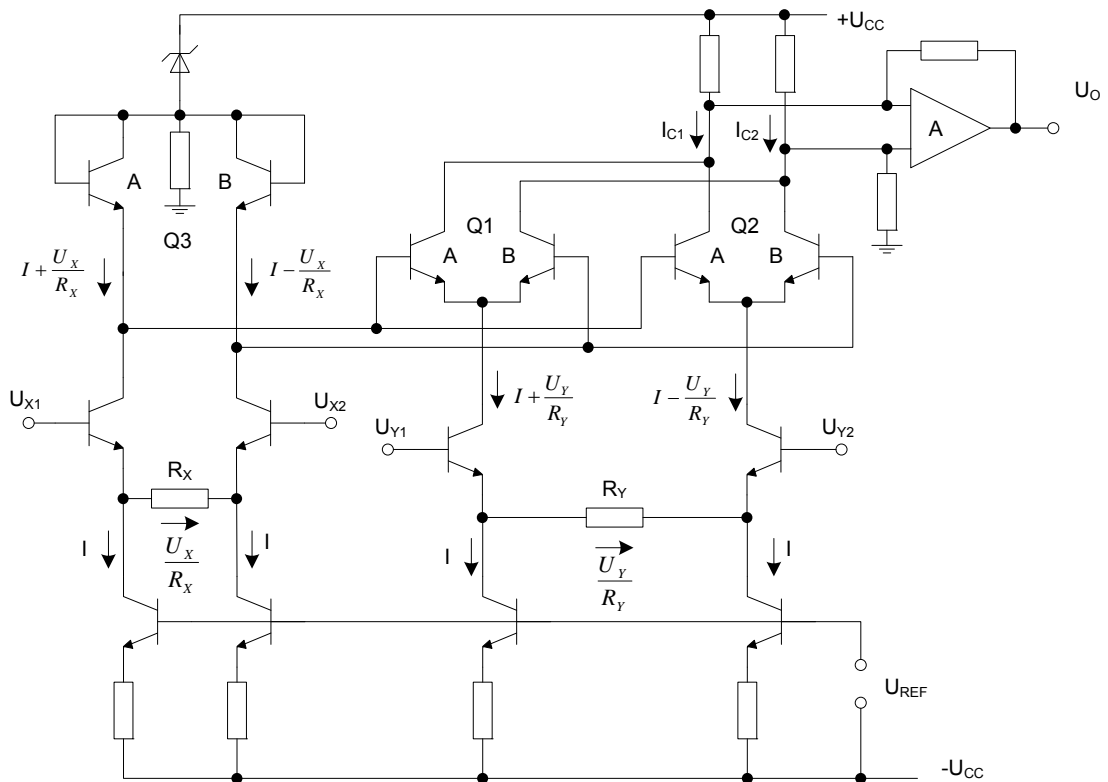
Všechny nelineární vlastnosti zapojení z obr. 5 lze linearizovat a zapojení teplotně stabilizovat pomocí přechodu z napětí na proud a rozšířením o diody s logaritmickou závislostí I_C na U_{BE} (obr. 6). Užitím tohoto zapojení dojde k rozšíření vstupu X z unipolárního na rozdílový. I výstupní proud I_C je rozdílový a pouze I_Y stále reprezentuje pouze unipolární vstup. Poté je to chápáno jako dvoukvadrantová násobička. Převodní funkce tohoto zapojení je:

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = \frac{\Delta I_X I_Y}{I_X} \quad (4)$$



Obr. 6: Dvoukvadrantová transkonduktanční násobička [2]

Poslední rozšíření tohoto obvodu nás dovede ke čtyřkvadrantové násobičce. Docílili jsme toho pomocí křížového zapojení dvou stejných článků a použití dvou U/I převodníků. Následující zapojení (obr. 7) zobrazuje tuto násobičku, která má rozdílové napěťové vstupy a napěťový výstup.



Obr. 7: Čtyřkvadrantová transkonduktanční násobička [2]

Dvojice tranzistorů $Q_{1A,B}$ a $Q_{2A,B}$ tvoří dva Gilbertovy články. Tranzistory Q_{3A} a Q_{3B} slouží k zlinearizování nelineárního přechodu (stejně jako diody u dvou-kvadrantového zapojení). Na výstup je připojen rozdílový zesilovač v zapojení převodníku proudu na

napětí. V aplikacích, ve kterých je vyžadována vyšší rychlost, je zesilovač vynechán a výstupy tvoří přímo otevřené kolektory tranzistorů Q_1 a Q_2 . Potom výstup pracuje v rozdílovém zapojení a v proudovém režimu.

V tomto zapojení je rozdíl proudů:

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = \frac{2U_x U_y}{IR_x R_y} \quad (5)$$

Z toho vyplývá, že rozdíl proudů I_C je přímo úměrný na součinu U_X a U_Y , resp. součinu rozdílů napětí $U_{X1} - U_{X2}$ a $U_{Y1} - U_{Y2}$ a nepřímo úměrný proudu I , který se nastavuje pomocí U_{REF} .

1.2.2 Zdroje chyb operace

Žádný převod se neobejde bez chyby, výjimku netvoří ani násobení pomocí násobiček. Vyjádříme-li si vztah (1) jako hodnotu nezávislou na čase potom

$$u_o = K \cdot u_x \cdot u_y \quad (6)$$

můžeme rozšířit o chybové hodnoty [6] na

$$u_o = (K + \Delta K) \cdot \{(u_x + X_{OS}) \cdot (u_y + Y_{OS}) + Z_{OS} + f(X, Y)\} \quad (7)$$

kde:

K	- násobící konstanta
ΔK	- odchylka násobící konstanty
u_x	- vstupní signál X
X_{OS}	- offset vstupu X
u_y	- vstupní signál Y
Y_{OS}	- offset vstupu Y
Z_{OS}	- výstupní offset
$f(X, Y)$	- nelinearita

Pomocí algebraických úprav ve vztahu (3) můžeme vyjádřit všechny chyby v analogové násobičce, ty jsou uvedeny v tab. 1. Jsou u nich uvedeny i závislosti na velikosti vstupních signálů.

Z tabulky 1 je vidět, že primární statické chyby jsou vstupní a výstupní offset, odchylka násobící konstanty a nelinearita. Z těchto zdrojů chyb je možné pouze vstupní offsety kompenzovat. Ostatní chyby jsou dané nepřesností výroby.

U starších typů násobiček bylo možné kompenzovat chyby pomocí externě připojených trimrů a rezistorů. Tyto součástky ovšem způsobovaly zhoršení parametrů násobiček, zejména potom šířku pracovního pásma. V případě novějších obvodů již

dochází ke kompenzaci přímo při výrobě a to pomocí laserového dořezání tenké SiCr vrstvy na čipu. Následně má hotový výrobek sám o sobě velmi vysokou přesnost.

Výraz	Popis	Závislost na vstupu
Ku_xu_y	Přesný výsledek	Roven 0 pokud alespoň jeden vstup je 0
ΔKu_xu_y	Chyba násobící konstanty	Roven 0 pokud alespoň jeden vstup je 0
u_xY_{OS}	X přeslech závislý na Y offsetu	Úměrný u_x
u_yX_{OS}	Y přeslech závislý na X offsetu	Úměrný u_y
$X_{OS}Y_{OS}$	Výstupní offset způsobený X, Y offsetem	Nezávislý na u_x, u_y
Z_{OS}	Výstupní offset	Nezávislý na u_x, u_y
$f(X, Y)$	Nelinearita	Závisí na u_x i na u_y

Tab. 1: Chyby analogové násobičky [6]

2 DOSTUPNÉ ANALOGOVÉ NÁSOBIČKY

Jedna z největších firem zabývajících se výrobou analogových násobiček je firma Analog Devices. Tato firma působí již od roku 1965 a specializuje se na součástky pro zpracování signálu. Mezi jejich produkty můžeme zařadit zesilovače, mikrokontroléry, A/D a D/A převodníky, akcelerometry, RF komponenty a mimo jiné i námi zkoumané analogové násobičky. Pro hlubší prozkoumání vlastností byly vybrány tyto obvody: AD633, AD734, AD834 a MLT04. Srovnání jejich základních vlastností je patrné z tab. 2. Všechny tyto násobičky jsou analogové a napěťové. Všechny jsou založeny na principu transkonduktanční násobičky, popsané v kapitole 1.2.1.

Při použití násobičky v nějakém vysokofrekvenčním zapojení (např. filtru) bude nejvíce záležet na šířce pásma, které je násobička schopná zpracovat. S ohledem na šířku pásma se jako nejvýhodnější jeví použít násobičku AD834. Vlastnosti tohoto obvodu budou také nejpodrobněji zkoumány. Tento obvod má jednu zvláštnost a tou je výstupní signál vyjádřený jako funkce proudu.

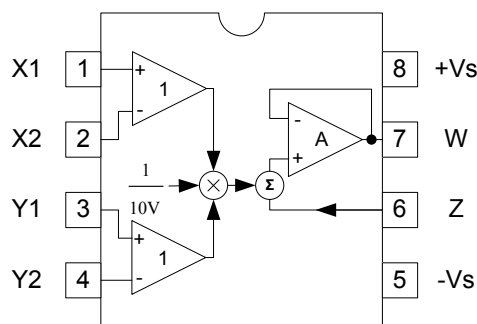
Nyní si probereme vlastnosti a mezní hodnoty, které udává výrobce. Provedeme také simulace pomocí programu Cadence OrCad. Budeme simulovat modely obvodů, které jsou k dispozici přímo od výrobce Analog Devices.

Obvod	Převodní funkce	Šířka pásma	Max. napájecí napětí	Výstupní rozsah	Vstupní rozsah
AD633	$[(X1-X2)(Y1-Y2)/10] + Z$	1 MHz	$\pm 18 \text{ V}$	$\pm 11 \text{ V}$	$\pm 10 \text{ V}$
MLT04	$[(X1-X2)(Y1-Y2)/2.5\text{V}]$	8 MHz	$\pm 5,25 \text{ V}$	$\pm 3,3 \text{ V}$	$\pm 2,5 \text{ V}$
AD734	$[(X1-X2)(Y1-Y2)/U] + Z2$	10 MHz	$\pm 16,5 \text{ V}$	$\pm 12 \text{ V}$	$\pm 12,5 \text{ V}$
AD834	$(4\text{mA}) * XY / (1\text{V}^2)$	500 MHz	$\pm 9 \text{ V}$	$\pm 4,04 \text{ mA}$	$\pm 1 \text{ V}$

Tab. 2: Základní vlastnosti dostupných násobiček [3-6]

2.1 AD633

AD633 je nejjednodušší ze zkoumaných násobiček, zároveň jedna z prvních nabízející tyto vlastnosti. Jedná se o napěťovou čtyřkvadrantovou násobičku umístěnou v 8 vývodovém pouzdře PDIP popř. SOIC. Její blokový diagram je na obr. 4. Výroba obvodu je laserově kalibrována pro dosažení přesnosti s odchylkou max. 2% z celého pracovního rozsahu.



Obr. 8: Blokový diagram AD633 [3]

Obvod disponuje dvěma rozdílovými vstupy X a Y resp. X_1, X_2 a Y_1, Y_2 . Dále pak třetím sumačním vstupem Z . Všechny tyto vstupy mají vysokou vstupní impedanci. Již z blokového diagramu je jasná převodní funkce:

$$W = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad (8)$$

Převod spočívá v průchodu vstupních signálů rozdílovými zesilovači (se zesílením 1), následném vynásobení rozdílů obou vstupů a konstanty 0,1. Dále sečtením se vstupem Z a průchodem operačním sledovačem se zesílením $A \rightarrow \infty$.

Nejčastěji je použito symetrické napájení ± 15 V, lze však použít napětí v rozsahu ± 8 V – ± 18 V. Parametry obvodu jsou v tab. 3, byly výrobcem stanoveny při napájení ± 15 V. Jedná se pouze o výtah nejdůležitějších parametrů.

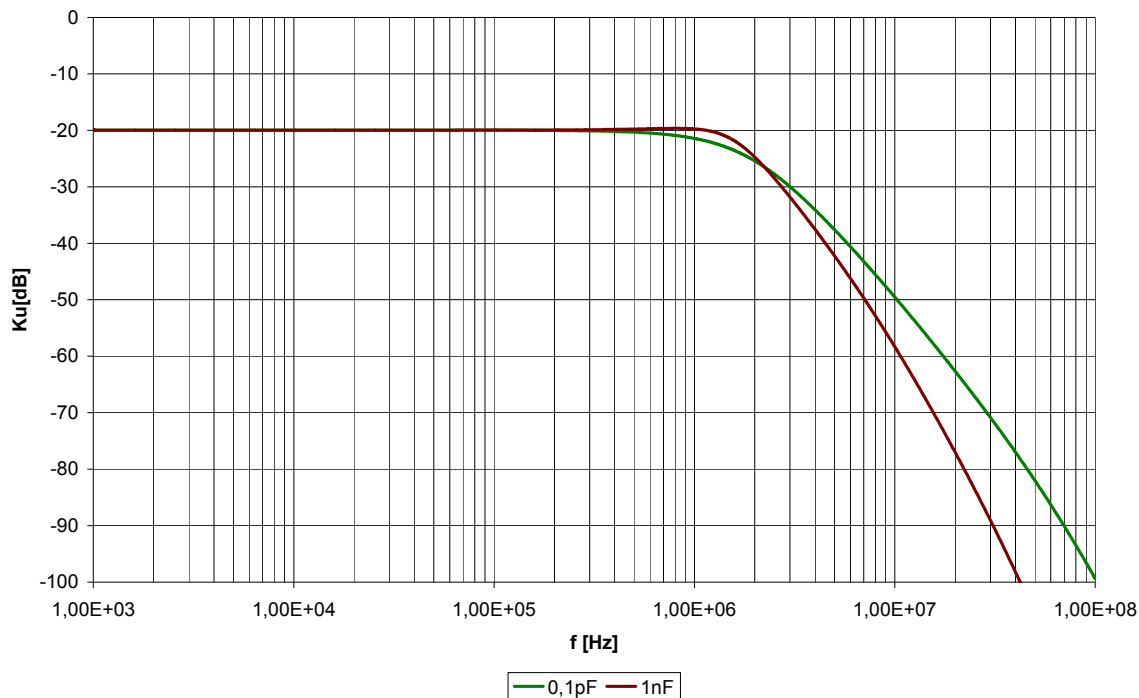
Parametr	Hodnota	Jednotka
Absolutní chyba převodu	2	% plného rozsahu
Šířka pásma pro malé signály	1	MHz
Sledovací rychlost	20	V/ μ s
Spektrální šumová hustota	0,8	μ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rozsah vstupního napětí	± 10	V
Offset vstupního napětí	± 5	mV
Vstupní impedance	10	M Ω
Proud v klidu	4	mA

Tab. 3: Vlastnosti AD633 [3]

2.1.1 Analýza v PSpice

Hlavní parametr je šířka pásma (BW), ve které je násobička schopná pracovat. BW se může měnit v závislosti na rozsahu vstupních napětí a na typu obvodu připojeného k výstupu násobičky. Jedná se hlavně o to, zda je k výstupu připojen obvod s rezistivním či kapacitním charakterem. Pomocí programu OrCad byla nasimulována

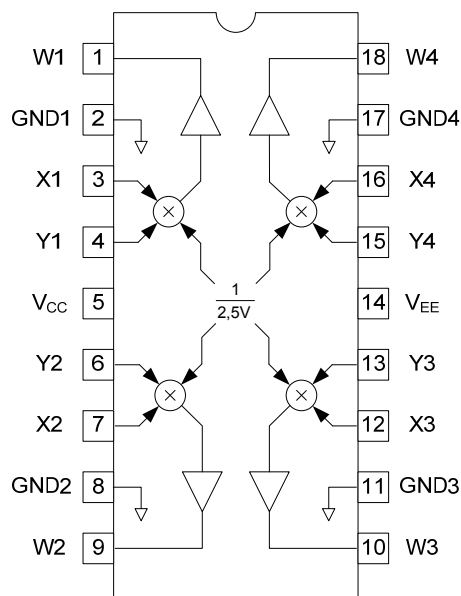
kmitočtová charakteristika (obr. 9) a ověřena tak výrobcem udaná hodnota 1 MHz. Pro zátěž pouze rezistivního charakteru je $BW = 1,53$ MHz, po připojení kondenzátoru 1 nF se BW zvýší na 1,76 MHz.



Obr. 9: Šířka pásma AD633

2.2 MLT04

MLT04 je již starší obvod, nicméně některými svými vlastnostmi předčí novější AD633. Jedná se také o napěťovou čtyřkvadrantovou násobičku, v jednom pouzdře je ale umístěna čtyřikrát. Celé pouzdro má 18 vývodů a dodává se v provedení PDIP popř. SOIC. Blokový diagram ve své zjednodušené podobě je na obr. 10. Výroba zaručuje přesnost s maximální chybou 5% z celého pracovního rozsahu.



Obr. 10: Blokový diagram MLT04 [6]

Jednotlivé násobičky zde nemají rozdílové vstupy, ale vstup X a Y je vztažen ke společnému vstupu GND . Dále je patrná absence sumačního vstupu Z . Převodní funkce má pak následující tvar:

$$W = \frac{X \cdot Y}{2,5} \quad (9)$$

Signály ze vstupů X a Y zde projdou vstupní úpravou a pak se mezi sebou vynásobí spolu s konstantou 0,4. Nakonec výsledek násobení projde pouze sledovačem pro dosažení potřebných kvalit signálu.

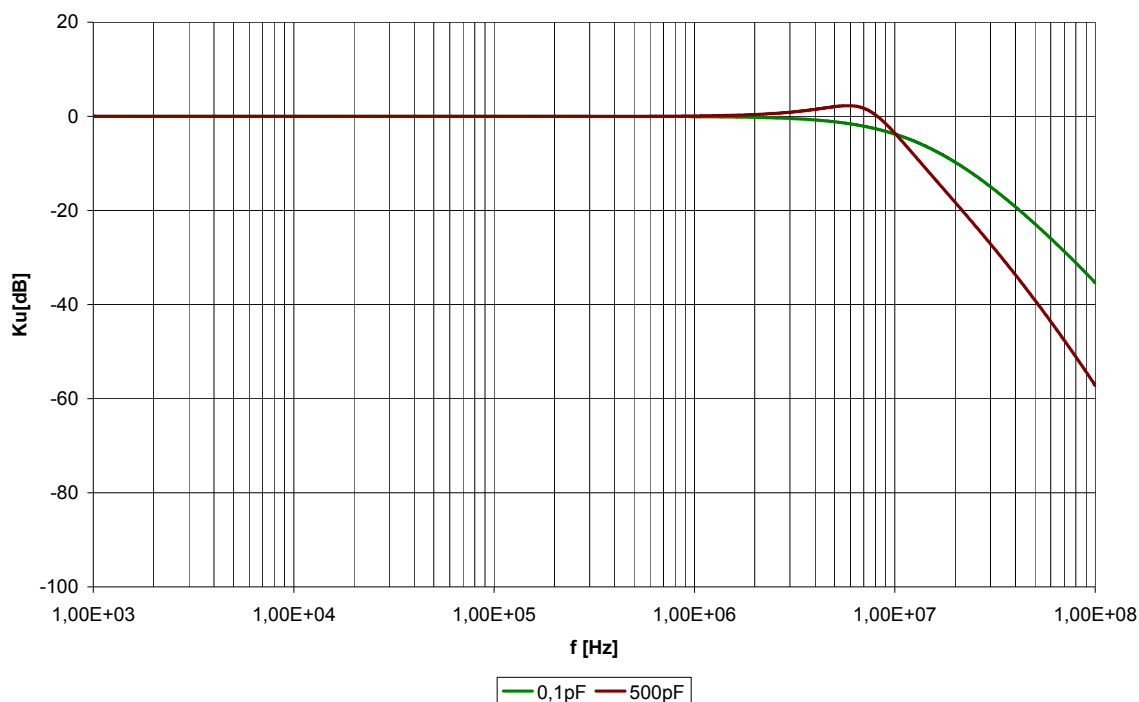
Pro napájení platí, že se používá symetrické napájení ± 5 V, to je z rozsahu $\pm 4,75$ V – $\pm 5,25$ V. Parametry obvodu jsou v tab. 2 a byly výrobcem stanoveny při napájení ± 5 V.

Parametr	Hodnota	Jednotka
Absolutní chyba převodu	5	% plného rozsahu
Šířka pásma pro malé signály	8	MHz
Sledovací rychlost	53	V/ μ s
Spektrální šumová hustota	0,3	μ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rozsah vstupního napětí	$\pm 2,5$	V
Vstupní impedance	1	M Ω
Proud v klidu	30	mA

Tab. 4: Vlastnosti MLT04 [6]

2.2.1 Analýza v PSpice

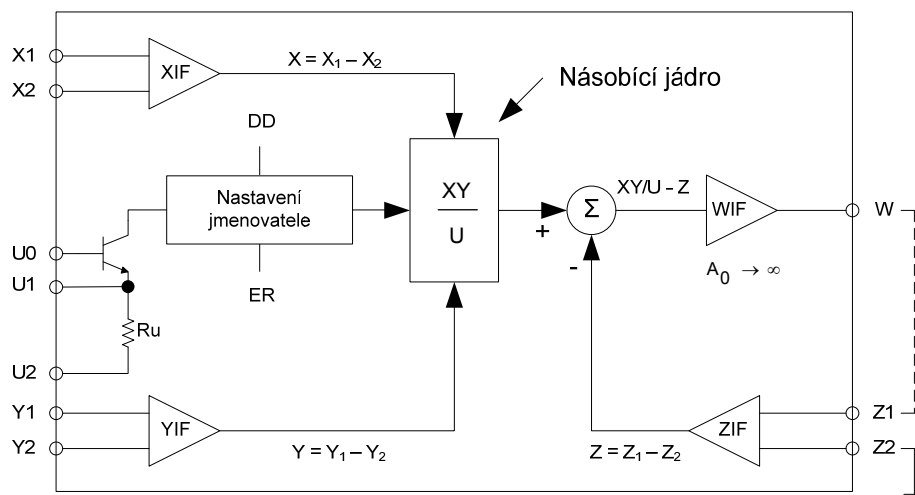
Šířka pásma (BW), je zde větší jak u AD633. Je více závislá na velikosti kapacitní zátěže připojené k výstupu. Frekvenční charakteristika je na obr 11, výrobce udává hodnotu $BW = 8 \text{ MHz}$. Pro zátěž rezistivního charakteru je $BW = 8,64 \text{ MHz}$ (□), pro 500 pF kondenzátor na výstupu je $BW = 9,7 \text{ MHz}$ (◇).



Obr. 11: Frekvenční závislost MLT04

2.3 AD734

Pomocí tohoto obvodu lze již realizovat náročnější aplikace než u předchozích dvou. Opět se jedná o napěťovou čtyřkvadrantovou násobičku. Jediný obvod je umístěn ve 14 vývodovém pouzdře v provedení PDIP, provedení SOIC výrobce nedodává. Blokové zapojení je na obr. 12. Ačkoli je výroba prováděna podobně jako u předchozích obvodů, tak výrobce uvedená maximální statická chyba je 0,1% z celého pracovního rozsahu. Již tato hodnota naznačuje velkou přesnost obvodu.



Obr. 12: Blokový diagram AD734 [4]

Násobička se skládá ze dvou rozdílových vstupů X a Y resp. X_1, X_2 a Y_1, Y_2 . Vstupní signály jsou poté upraveny na rozdíly X a Y pomocí rozdílového zesilovače XIF resp. YIF (IF z anglického interface – rozhraní). Tyto zesilovače zaručují širokopásmový přenos s nízkým offsetem a malým zkreslením. Odtud putují signály do násobícího jádra, kde se vzájemně vynásobí a podělí konstantou, kterou určí blok nastavení jmenovatele (Denominator control). V základním použití je hodnota U nastavena pomocí vnitřního stabilizovaného napětí na 10 V. Napětí je stabilizováno pomocí zenerovy diody. Rozdíl mezi napětím 10 V a skutečným napětím U se přenesse mezi piny ER (error) a VN (voltage negative). Toto chybové napětí lze v zapojení, kde je požadovaná velká přesnost, využít k teplotní kompenzaci referenčního napětí.

Dělicí konstanta nemusí být dána blokem nastavení jmenovatele, ale lze ji nastavit manuálně. Toho se dosáhne přivedením kladného napájecího napětí na vstup DD (Denominator Disable). Konstanta, která se poté používá jako jmenovatel, je dána napětím na vstupech U_0 - U_2 .

Od signálu XY/Z je poté odečten rozdíl napětí na vstupech Z_1 a Z_2 . Tento rozdílový vstup je vybaven stejným zesilovačem jako vstupy X a Y . Poslední úprava výstupního signálu je zesílení zesilovačem se ziskem $A_0 \rightarrow \infty$. Napětí na výstupu W lze tedy napsat jako:

$$W = A_0 \left(\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{U} - (Z_1 - Z_2) \right) \quad (10)$$

Hodnota A_0 se pohybuje okolo 72 dB, takže po úvaze, že se opravdu blíží nekonečnu, se nám výraz zjednoduší na

$$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) = U(Z_1 - Z_2) \quad (11)$$

V tomto vzorci se poté už ani nevyskytuje výstup W a funkce nám poté vyjadřuje

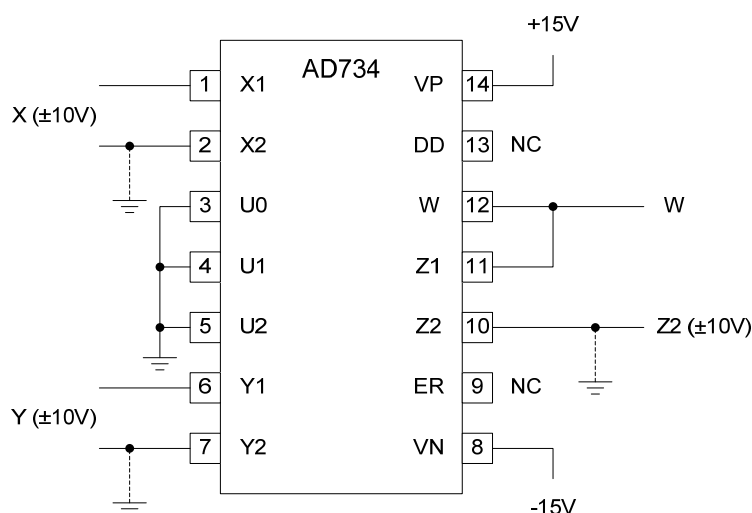
rovnováhu mezi vstupy XY a násobkem UZ . V tomto zapojení ale nelze obvod využívat, uvedeme zde tedy několik modifikací, které lze využít pro:

- Násobení
- Dělení
- Odmocňování

U jednotlivých zapojení je u vstupů zobrazena velikost napětí, které můžeme pro daný vstup použít. Připojíme-li výstup W na vstup Z_1 (obr. 13). Rovnice 11 se potom změní na 12.

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{U} + Z_2 \quad (12)$$

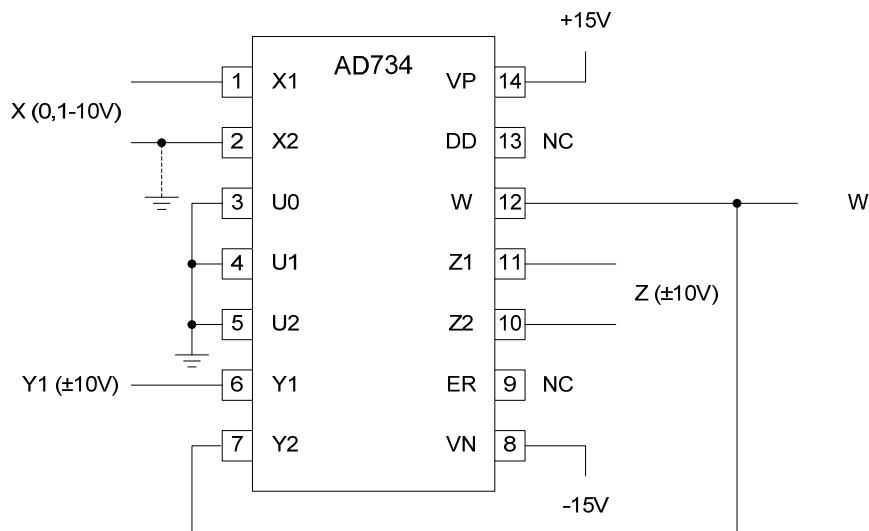
Tato rovnice také vyjadřuje nejčastější použití obvodu. Přičemž vstup Z_2 můžeme použít pro přičtení daného signálu k výstupu násobícího prvku. Při absenci výstupu násobícího prvku (rovnosti X_1 a X_2 popř. Y_1 a Y_2) je výstup tvořen pouze vstupem Z_2 .



Obr. 13: Zapojení AD734 pro násobení [4]

Další možná varianta zapojení vychází ze spojení výstupu W a vstupu Y_2 (obr. 14). Rovnice 11 se upraví na rovnici 13. Vstup X zde vyjadřuje jmenovatel, pro správnou funkci však musí být kladný a musí platit podmínka $X/U \leq 1,25$.

$$W = U \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1 \quad (13)$$

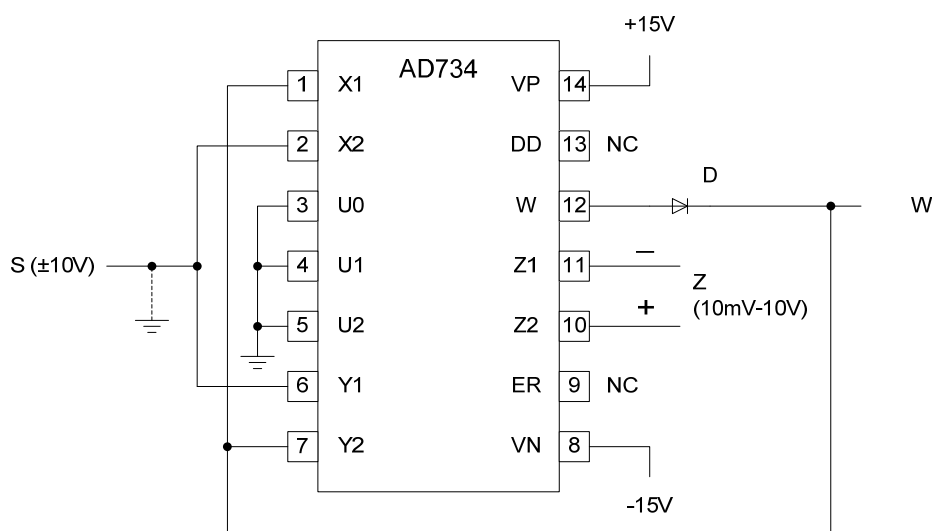


Obr. 14: Zapojení AD734 pro dělení [4]

Poslední použitelná úprava (obr. 15) je zapojení výstupu W na vstupy X_1 a Y_2 a sloučení vstupů X_2 a Y_1 (společný vstup označíme S). Zapojení bude mít převodní funkci ve tvaru rovnice 14.

$$W = \sqrt{U(Z_2 - Z_1)} + S \quad (14)$$

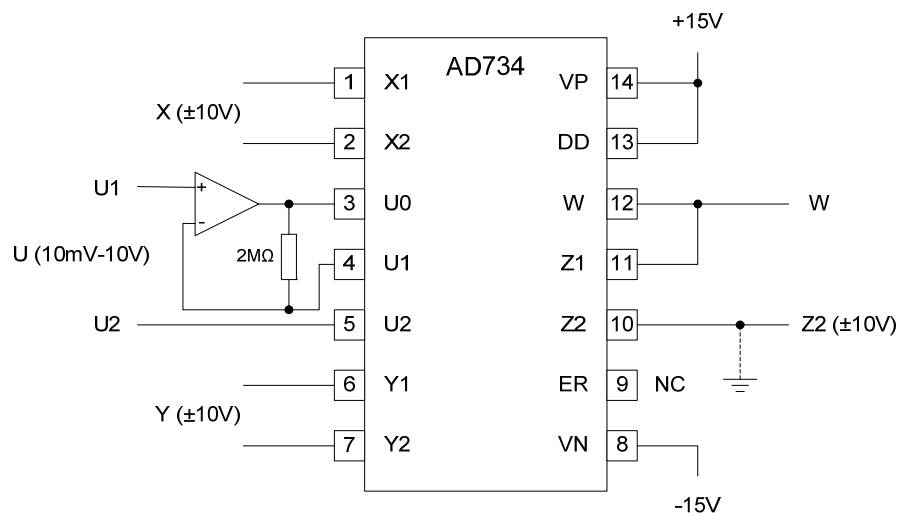
Dioda D je ve schématu (obr. 15) použita pro omezení výstupu při použití vstupního napětí špatné polarity. Polarita je nutná dodržet dle znamének zobrazených ve schématu. Při jejím nedodržení dochází k odmocnění záporného čísla a v tom případě se na výstupu objeví záporné napájecí napětí VN .



Obr. 15: Zapojení AD734 pro odmocňování [4]

Jak už zde bylo uvedeno, vnitřní nastavení jmenovatele lze vypnout. Toto se provádí dle obr. 16. Konstanta U je poté nahrazena rozdílovým vstupem $U_1 - U_2$.

Existují další drobné úpravy, jako například využití korekčního výstupu *ER*. Těmito se ale nebudeme zabývat.



Obr. 16: Přímá volba jmenovatele u AD734 [4]

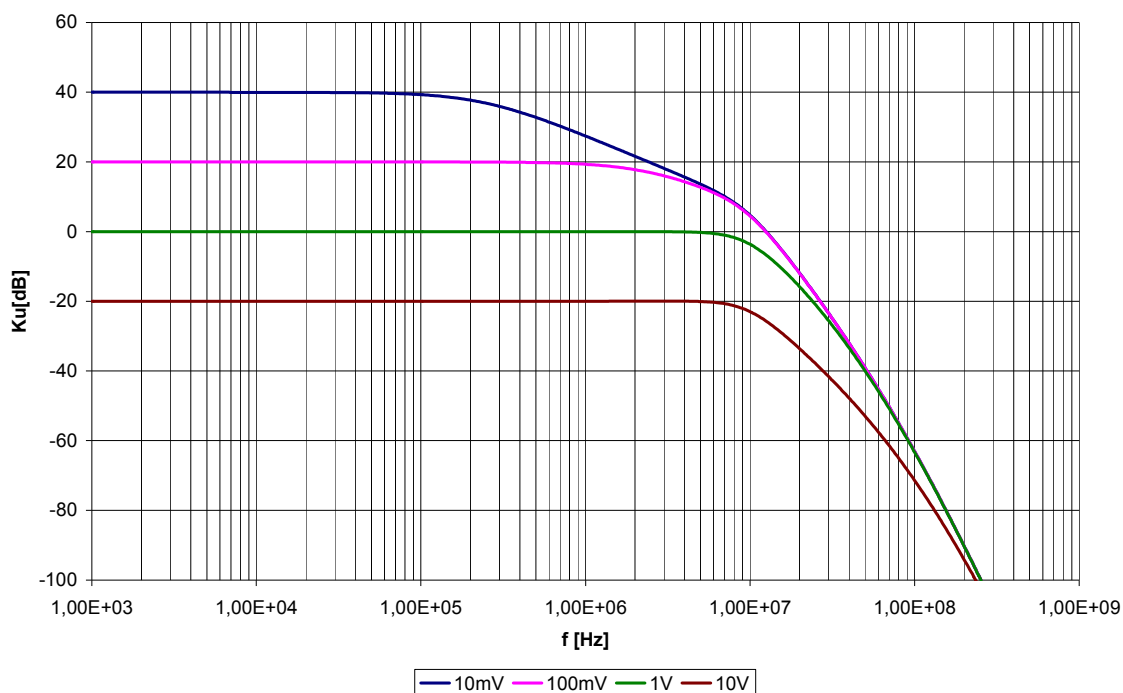
Obvod je nejčastěji napájen symetrickým napětím ± 15 V. Lze použít napětí z rozsahu ± 8 V – $\pm 16,5$ V. Vybrané parametry obvodu jsou v tab. 4 a byly výrobcem stanoveny při napájení ± 15 V.

Parametr	Hodnota	Jednotka
Absolutní chyba převodu	0,1	% plného rozsahu
Šířka pásma	10	MHz
Sledovací rychlost	450	V/ μ s
Spektrální šumová hustota	1	μ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rozsah vstupního napětí	$\pm 12,5$	V
Vstupní impedance	50	k Ω
Vstupní kapacita	2	pF
Proud v klidu	9	mA

Tab. 5: Vlastnosti AD734 [4]

2.3.1 Analýza v PSpice

Hlavním parametrem bude opět šířka pásma, která je výrobcem stanovena na 10 MHz. Tato hodnota se bude měnit v závislosti na použitém napětí, které používáme pro určení jmenovatele, tj. Vstupy $U_1 - U_2$, viz obr. 17. Toto napětí může být v rozmezí 10 mV – 10 V a šířky pásma se poté mění, jak je vidět z frekvenční charakteristiky AD734 na obr. 17.



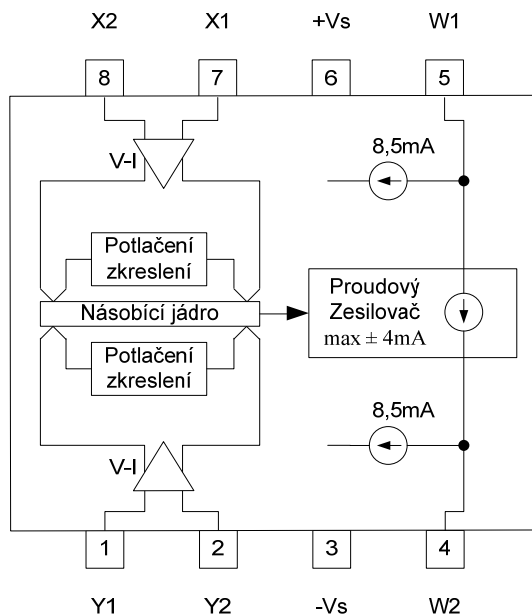
Obr. 17: Frekvenční charakteristika AD734 pro různé napětí $U_1 - U_2$

Šířka pásma u AD734 není závislá na druhu zátěže, tak jako u předchozích typů a pro nejběžněji používané napětí $U = 10 \text{ V}$ je rovna 10 MHz. S použitím menšího napětí U se šířka pásma zmenšuje.

2.4 AD834

AD834 je z našeho pohledu nejzajímavější násobička. Také se budou její vlastnosti nejlépe rozebírat. Jedná se o napěťovou čtyřkvadrantovou násobičku umístěnou v 8 vývodovém pouzdře PDIP, SOIC popř. Cerdip pro nekomerční použití. Blokový diagram obvodu je na obr. 18. Přesnost zaručuje laserové kalibrování a dle výrobce nepřesahuje chyba 0,5% pracovního rozsahu.

Základem obvodu jsou dva rozdílové vstupy X a Y resp. X_1 , X_2 a Y_1 , Y_2 a rozdílový výstup W resp. W_1 a W_2 . Tento výstup je proudový, neboť obvod neobsahuje na výstupu převodník proudu na napětí. Jeho absence je způsobena možností obvodu pracovat na vyšších kmitočtech, tuto možnost jsme také uvedli v popisu čtyřkvadrantové transkonduktanční násobičky (kapitola 1.2.1).



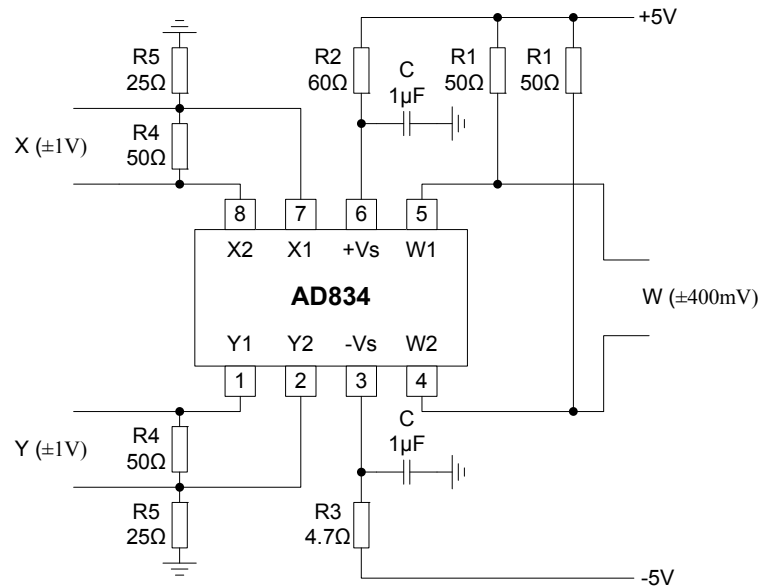
Obr. 18: Blokový diagram AD834 [5]

Napětí na vstupech X , Y jsou nejdříve pomocí převodníku převedena na proud. Ekvivalentní odpor převodníku je cca. 285Ω , což má za následek nízký vstupní šum a drift. Avšak při maximálním vstupním rozsahu napětí 1 V vzniká poměrně velká nelinearita převodu. Ta je výrazně snížena pomocí bloku potlačení zkreslení, který pracuje na principu čtyřsvorkového (Kelvinova) měření napětí generovaného jádrem.

Mezi výstupy W_1 a W_2 je umístěn proudový zesilovač zkalibrovaný na maximální rozsah $\pm 4 \text{ mA}$. Každý výstup je tvořen párem otevřených kolektorů. Je nutné tyto výstupy připojit na kladné napětí, které je o něco větší než napětí na vstupu $+V_S$. Jako dostatečně velký rozdíl je uváděno napětí 200 mV . Základní zapojení zabezpečující tuto podmínku je na obr. 19. Je zde umístěn rezistor R_2 v sérii k pinu $+V_S$, který zaručí úbytek cca. 600 mV . Po užití zátěže 50Ω (R_1) na obou výstupech dojde k převodu výstupního proudu na napětí $\pm 400 \text{ mV}$. Výstupy jsou poté přizpůsobeny a obvod dosahuje nejlepších vlastností. Rezistor R_3 připojený k $-V_S$ je použit kvůli snížení jakosti Q rezonančního obvodu tvořeného tímto rezistorem (popř. impedancí přívodů) a filtračním kondenzátorem. Tento rezistor snižuje napětí o cca. 150 mV .

Resistory R_4 jsou použity pro přizpůsobení připojeného obvodu. Samotné vnitřní impedance vstupů jsou poměrně velké (až $25 \text{ k}\Omega$), proto je přizpůsobení na místě. Po tomto přizpůsobení dosahuje násobička nejlepších vlastností, avšak se může uplatnit vstupní offset. Jeho velikost je maximálně $45 \mu\text{A}$, což může celkem vygenerovat až 1 mV zkreslení. Tento jev se potlačí přidáním rezistorů R_5 .

[5]



Obr. 19: Základní násobící zapojení AD834 [5]

Převodní funkce lze vyjádřit ve tvaru (15), konstanta $(1V)^2$ je použita pro zachování jednotek, kdy vstupní signál je ve voltech a výstupní v miliampérech.

$$W = \frac{XY}{(1V)^2} \cdot 4mA \quad (15)$$

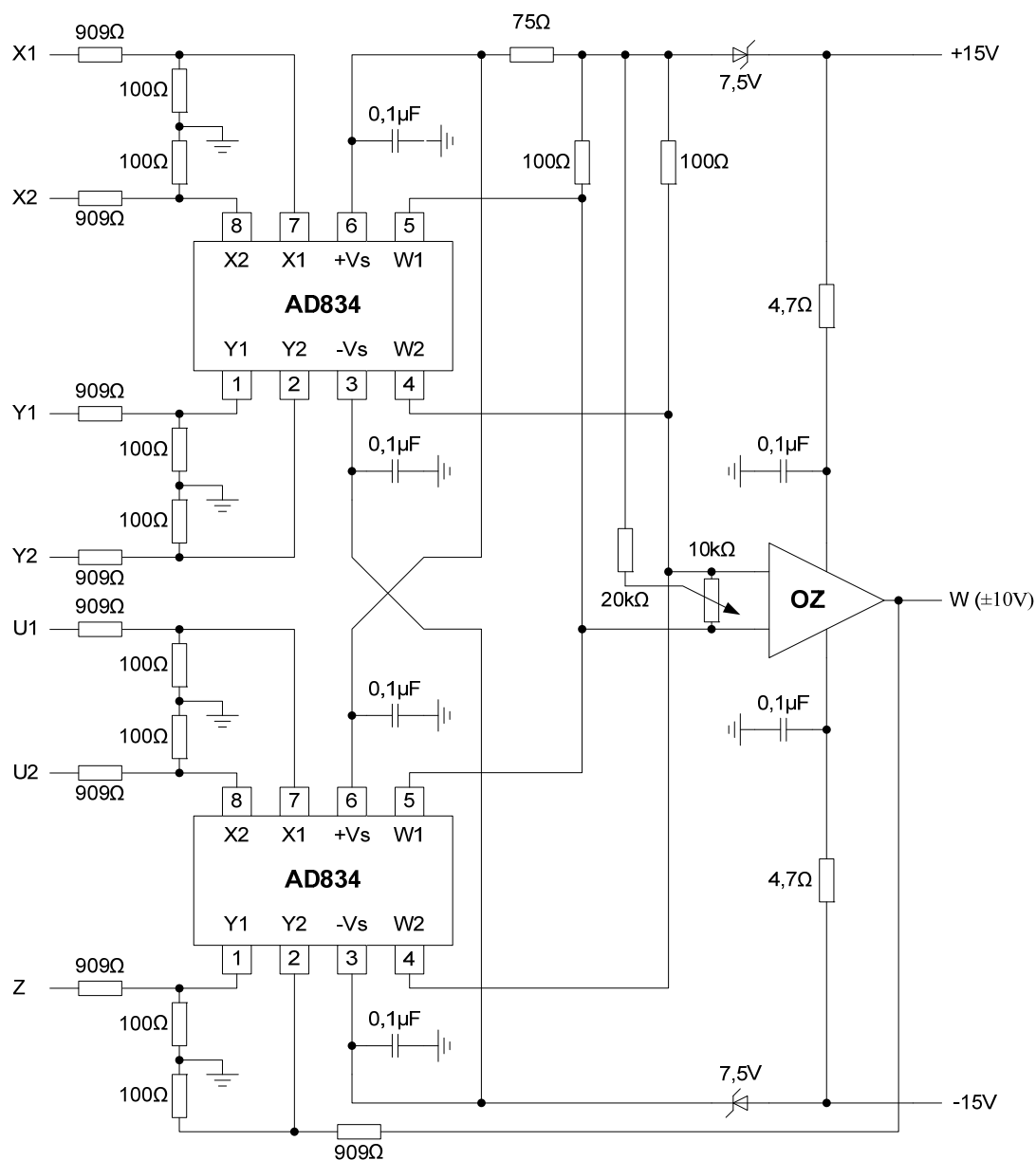
Alternativní zápis k předešlému vztahu je:

$$W = \frac{XY}{1V} \cdot \frac{1}{250\Omega} \quad (16)$$

U tohoto obvodu je patrná absence sumačního Z a dělicího U vstupu. Lze však použít zapojení se dvěma obvody AD834 a tyto dva vstupy vytvořit, viz obr. 20. Poté je výsledná převodní funkce ve tvaru:

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{(U1 - U2)} + Z \quad (17)$$

U tohoto zapojení se zhoršují vlastnosti samotné násobičky, neboť zpětná vazba prochází přes operační zesilovač. Ten snižuje zejména šířku pásma. Je nutné dbát na to, aby napětí na vstupu U bylo v rozmezí 100 mV – 10 V. Samotné napětí X a Y pak může být až 10 V, protože na vstupech jsou zapojeny děliče 1/10. Pomocí trimru 10 kΩ se nastavuje nulová hodnota napětí na výstupu při $X = Y = 0 V$ a $U = 100 mV$.



Obr. 20: Třísignálové zapojení AD834 [5]

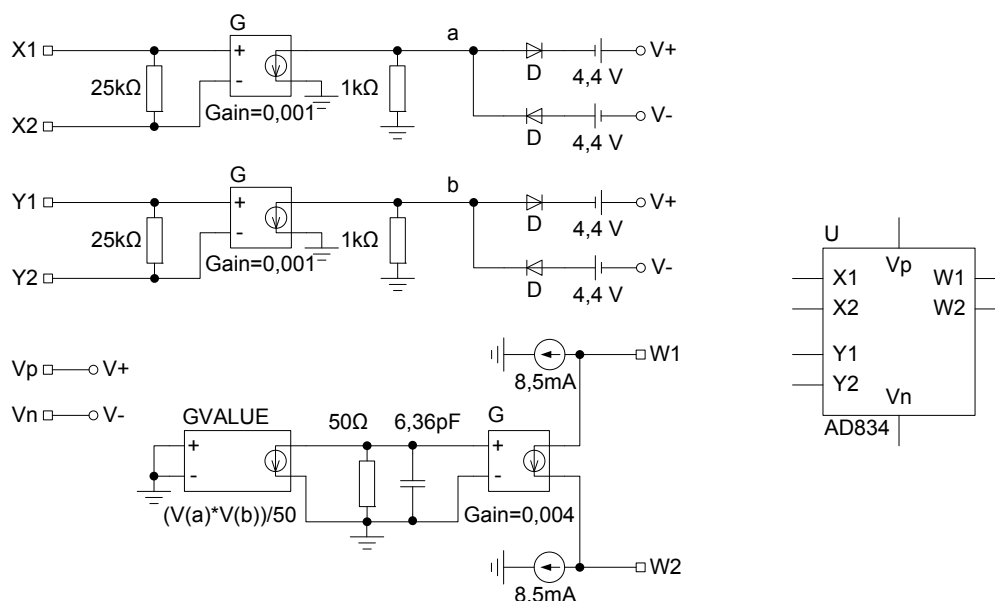
Tento obvod pracuje na relativně nízkých napětích, proto se i pro jeho napájení používá symetrických 5 V. Rozsah možných napětí je $\pm 4 \text{ V} - \pm 9 \text{ V}$. Nejdůležitější parametry jsou uvedeny v tab. 6 a byly výrobcem stanoveny při napájení $\pm 5 \text{ V}$. Pro dosažení parametrů udaných výrobcem je nutné obvod přizpůsobit. A to jak vstupní, tak hlavně výstupní část. Přizpůsobuje se pomocí 50Ω zátěže.

Parametr	Hodnota	Jednotka
Absolutní chyba převodu	0,5	% plného rozsahu
Šířka pásma	500	MHz
Spektrální šumová hustota	16	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rozsah vstupního napětí	± 1	V
Offset vstupního signálu	45	μA
Vstupní impedance	25	k Ω
Proud v klidu	39	mA

Tab. 6: Vlastnosti AD834 [5]

2.4.1 Model AD834

Samotné ověřování modelu v programu OrCad nebylo možné, neboť tento model není výrobcem vytvořen. Bylo nutné model vytvořit (obr. 21). Ve vytvořeném modelu nejsou obsaženy všechny vlastnosti reálné součástky, ale pouze několik nejdůležitějších vlastností.



Obr. 21: Model a schematická značka AD834

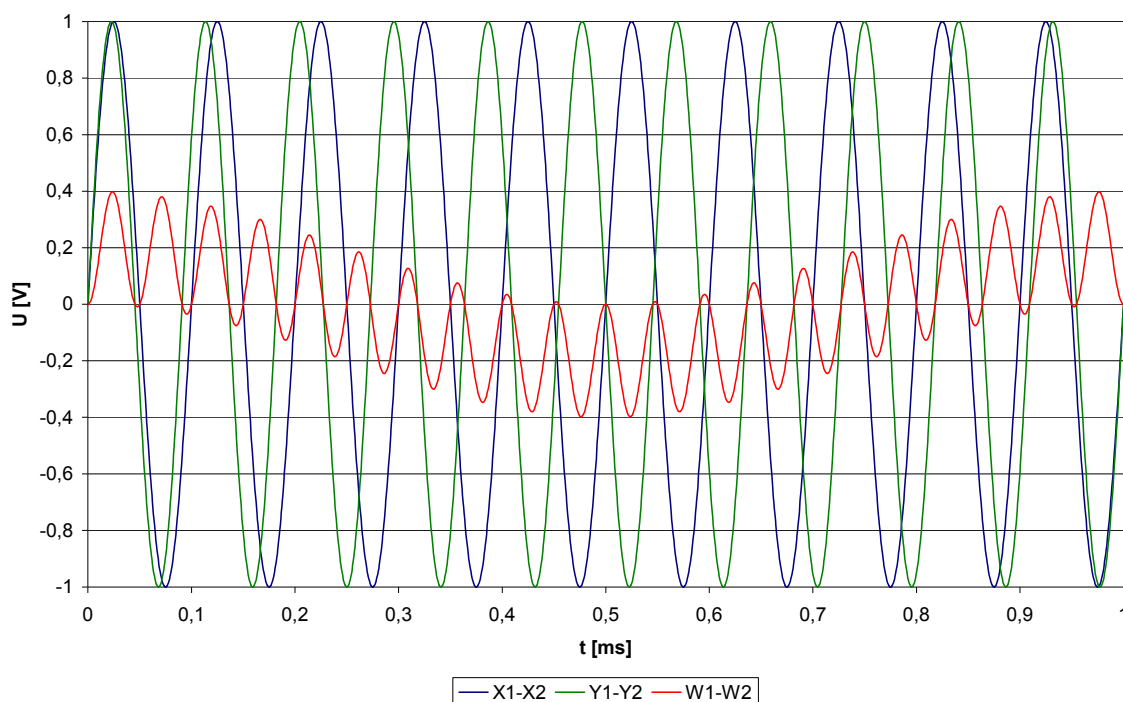
Základním prvkem modelu je transkonduktor *GVALUE*, který provádí čtyřkvadrantové násobení dvou signálů. Výstupní proud je dán vztahem $(V(a)*V(b))/50$. Napětí v bodech *a* a *b* vychází ze vstupního napětí na svorkách X_1 - X_2 a Y_1 - Y_2 . Toto napětí prochází sledovačem, resp. transkonduktorem se zesílením 0,001 a paralelně zapojeným rezistorem o velikosti 1 k Ω . Toto napětí může být ovlivněno pomocí zdrojů 4,4 V zapojených přes ideální diody *D*. K tomuto ovšem dochází pouze při vstupním

napětí větším než 1,2 V (maximální rozsah vstupního napětí při napájení 5 V). Vstupy X_1 - X_2 resp. Y_1 - Y_2 jsou dále vybaveny paralelními rezistory 25 k Ω , které reprezentují vstupní impedance.

Proud generovaný transkonduktorem $GVALUE$ prochází paralelním RC článkem, jímž je simulována velikost šířky pásma. Její hodnotu poté určíme z (18). Vzniklé napětí poté už pouze převedeme pomocí posledního transkonduktoru na proudový rozdíl 4 mA (maximální rozsah výstupního proudu). K výstupům W_1 a W_2 jsou pak připojeny zdroje stejnosměrného proudu reprezentující klidový odběr výstupů.

2.4.2 Analýza modelu v PSpice

U předchozích typů analogových násobiček nebylo třeba předvádět mnoho analýz, neboť parametry modelu byly již testovány před námi. U vytvořeného modelu bylo však nutné provést a zobrazit mnohé analýzy. Na obr. 22 je zobrazen průběh napětí na výstupu, při násobení dvou signálů. Průběh je výsledkem časové analýzy a obvod byl zapojen podle obr. 19. Na vstupy jsou připojeny dva zdroje o napětí 1 V a frekvenci 10 kHz resp. 11 kHz. Výsledkem je výstupní signál o velikosti 400 mV a frekvencích 21 kHz a 1 kHz. Dále je zobrazeno spektrum těchto signálů a to na obr. 23.

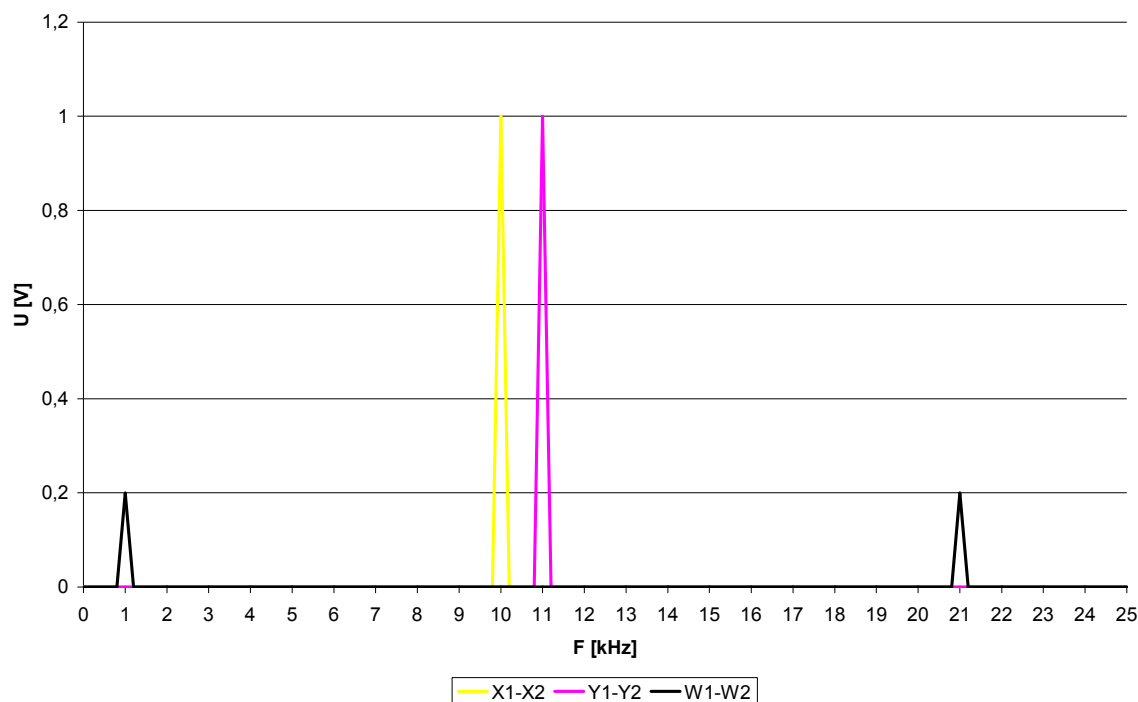


Obr. 22: Časový průběh násobení dvou signálů

Hodnoty frekvencí 10 a 11 kHz jsou voleny záměrně. Je zde totiž patrný efekt, že násobení frekvencí f_1 a f_2 v časové oblasti vytvoří ve frekvenční oblasti frekvence rovny

f_1+f_2 a f_1-f_2 (resp. f_2-f_1 protože osa x je souměrná podle nuly).

Z předchozích průběhů je patrná funkčnost násobení dvou signálů. V další kapitole je tato vlastnost ověřena měřením. Na obr. 25 (jsou zde zobrazeny i křivky změřené v laboratoři – tlusté čáry) je přechodová charakteristika modelu při použití jednoho zdroje střídavého napětí 1 V a jednoho zdroje stejnosměrného napětí s proměnlivou hodnotou od -1 V do 1 V po kroku 0,5 V. Tím pádem máme ověřenu funkčnost modelu jako čtyřkvadrantové násobičky.

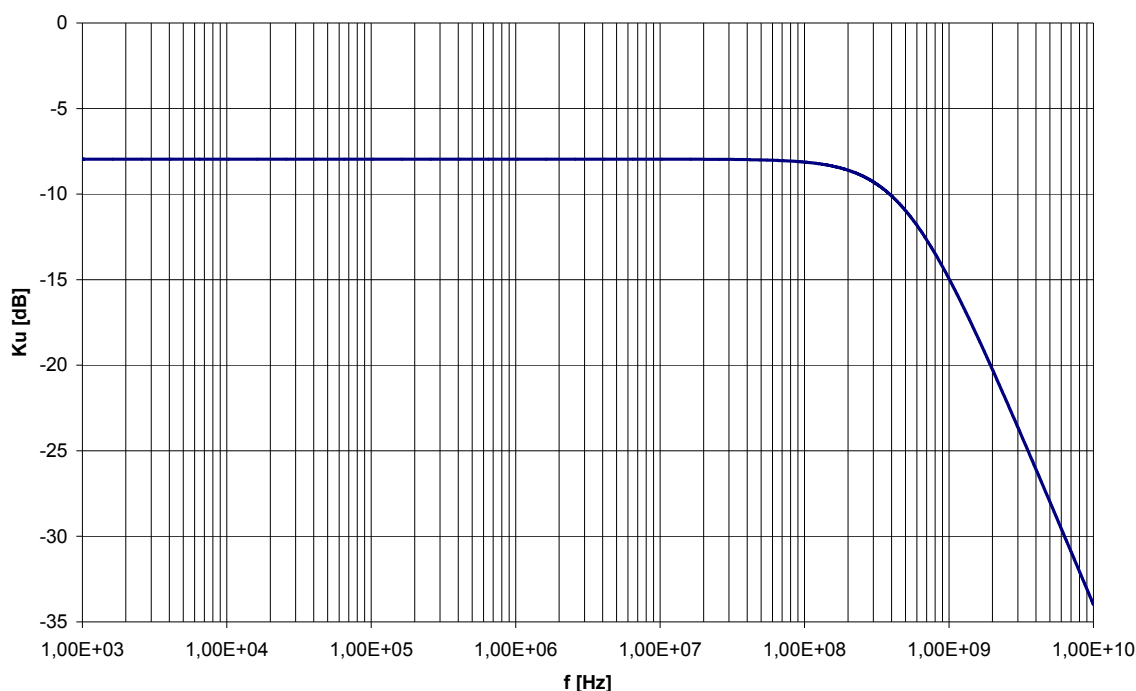


Obr. 23: Spektrum vstupních a výstupních signálů po vynásobení

Šířka pásma vytvořeného modelu je na obr. 24. Její hodnota je 500 MHz, což odpovídá RC článku zapojeného v modelu jako filtru dolní propust. Mezní frekvence je poté:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 6,36 \cdot 10^{-12}} = 500 \text{ MHz} \quad (18)$$

Výsledná frekvenční charakteristika je tvořená pro rezistivní zátěž. V propustném pásmu je zesílení rovno -8 dB pro diferenciální výstup a -14 dB pro nediferenční. Tyto hodnoty jsou dány pro 50 Ω rezistory připojené ke kladnému napájecímu napětí, viz obr. 19 rezistory R_I .



Obr. 24: Šířka pásma AD834

2.4.3 Ověření parametrů měřením

Skutečné vlastnosti obvodu je složité proměřit, neboť stejnosměrný posun výstupu (více v kapitole 3.1) nedovoluje přímé propojení se spektrálním analyzátozem. Tyto vlastnosti budou ověřovány až v samotných aplikacích, ve kterých bude výstupní offset odstraněn.

Dva parametry bylo ovšem možné změřit i na pouhé násobičce. První z nich je vstupní impedance, která byla změřena nepřímou metodou a to jako poměr mezi vstupním napětím a vstupním proudem.

$$R_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_{IN}} \quad (19)$$

Tato metoda lze použít, neboť katalogová hodnota je 25 kΩ, takže hodnota proudu bude měřitelná (řádově μA). Pro vstupní napětí byla použita hodnota 1 V. Hodnoty vstupní impedance jsou tedy pomocí Ohmova zákona vypočteny následovně:

$$R_{IN-X} = \frac{1}{42,6 \cdot 10^{-6}} = 23,5 k\Omega$$

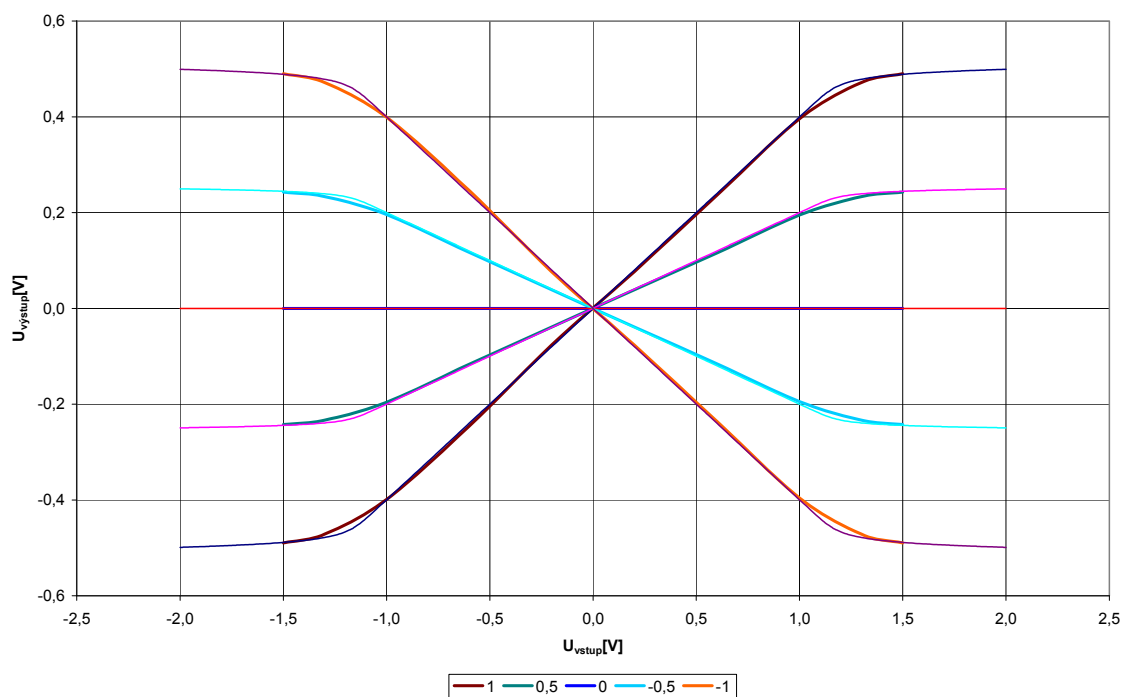
$$R_{IN-Y} = \frac{1}{45,4 \cdot 10^{-6}} = 22 k\Omega \quad (20)$$

Pro katalogovou hodnotu 25 kΩ by vstupní proud odpovídal 40 μA. Změřené hodnoty se tedy liší pouze o několik μA, což může být způsobeno vnitřní spotřebou

měřících přístrojů.

Za druhé jsme si ověřili přenosovou funkci. Výsledek měření je na obr. 25, přičemž jsou zde zobrazeny jak měřené (tlusté) tak simulované (tenké) charakteristiky. Tyto závislosti se v povoleném vstupním rozsahu ± 1 V liší pouze minimálně. Nad touto hranicí dochází k rozdílnému omezení výstupního napětí. Tato drobná nepřesnost modelu však není zásadní, neboť k ní dochází až mimo povolené meze.

Při použití obvodu nelze používat vstupní napětí větší než 1,2 V, neboť poté dochází k viditelnému zkreslení signálu.



Obr. 25: Přechodová charakteristika AD834

3 APLIKACE ANALOGOVÝCH NÁSOBIČEK

Uvedené aplikace, obsahující naše násobičky, nebudou brány jako finální výrobky. Spíše budou reprezentovat jednotlivé dílčí bloky, vhodné pro implementaci do komplexnějšího obvodu. Při realizaci každé aplikace je nutné brát zřetel na specifické vlastnosti dané násobičky. Pro realizaci většiny aplikací byla vybrána násobička AD834, a to zejména pro frekvenční šířku pásma, ve kterém je schopna pracovat.

3.1 Napětím řízený zesilovač (VCA)

Jedním ze základních stavebních prvků elektronických obvodů je zesilovač. Ať už ve formě tranzistorového stupně či operačního zesilovače. Zesílení takového bloku je ale vždy závislé pouze na konstantě K (kombinaci rezistorů zpětné vazby). Pro změnu zesílení je tedy nutné vyměnit součástku (případně použít proměnný rezistor). Tato překážka vedla k myšlence, vytvořit zesilovač, jehož zesílení lze měnit velikostí napětí, popř. proudu.

$$U_{out} = U_{in} \cdot K \Rightarrow U_{out} = U_{in} \cdot K \cdot u \quad (21)$$

Navržený zesilovač musí splňovat několik základních kritérií. Jedná se zejména o přesnost nastavení zesílení, rozsah pracovního kmitočtu, velikost šumu generovaného zesilovačem, velikost zkreslení atd.

Násobička se sama o sobě chová jako zesilovač. Pokud na jeden ze vstupů přivedeme signál a na druhý stejnosměrnou hodnotu, tak na výstupu bude vstupní signál znásobený (zesílený) jednou vstupním napětím a jednou konstantou K dané násobičky. Pro naši realizaci byla vybrána analogová násobička AD834. Její násobící konstanta K je pro každý výstup 0,2. Její parametry odpovídají požadavkům, nicméně je třeba provést další drobné úpravy. Samotná násobička je napájena jak z napájecího pinu V_P , tak hlavně z výstupních pinů W_1 a W_2 . Toto napájení (přes rezistory 50 Ω) zapříčiní, že napětí je na každém výstupu stejnosměrně posunuto na napětí 4,575 V. Zde již je při maximálním rozsahu vstupních napětí střídavá složka ± 200 mV. Fáze výstupních napětí je však posunuta o 180° , tím pádem se nám nabízí možnost použít výstup jako diferenciální, tyto napětí od sebe odečíst a získat tak výstupní signál s amplitudou ± 400 mV a stejnosměrnou složkou 0 V. Poté je násobící konstanta $K = 0,4$. Rozdíl těchto napětí byl řešen třemi různými způsoby. Nejdříve si předvedeme řešení s operačním zesilovačem, poté s použitím tranzistorů a nakonec pomocí transformátoru „Balun“. Tyto řízené zesilovače lze poté i úspěšně užívat ve funkci směřovače.

3.1.1 VCA s pomocí OZ

Zapojení na obr. 26 reprezentuje zesilovač s proměnným zesílením. Zesílení tohoto bloku je definováno velikostí napětí na jednom ze vstupů (druhý je využit pro vstupní signál) a velikostí rezistorů R_2 . V našem případě je celkové zesílení nastaveno na $2x$.

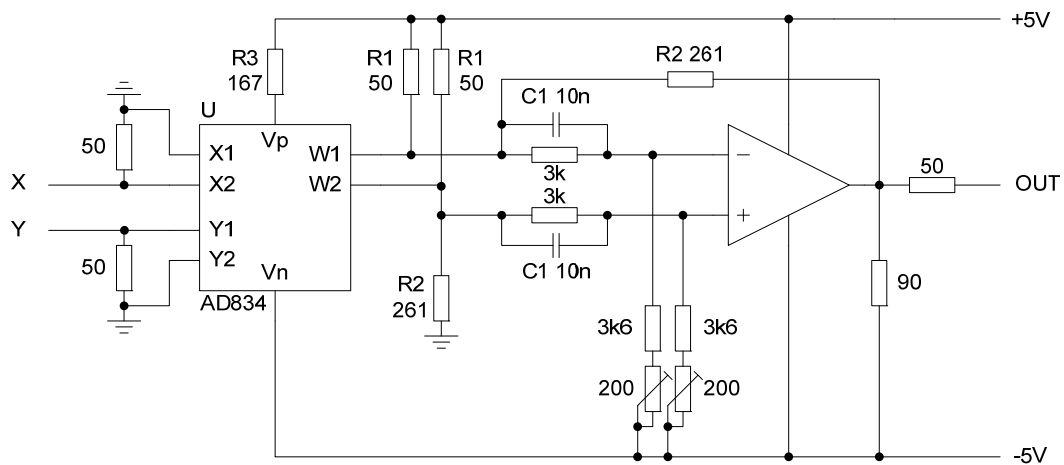
Velikost zesílení VCA je poté dáno vztahem:

$$U_{OUT} = U_X \cdot U_Y \cdot K \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot 2 \quad (22)$$

Kde U_{OUT} je výstupní napětí, U_X vstupní napětí U_Y řídicí napětí (popř. obráceně), K je násobící konstanta násobičky, R_1 a R_2 rezistory pro nastavení zesílení OZ a 2 je počet použitých výstupů násobičky. Po dosazení je z rovnice (22) patrné celkové zesílení.

$$U_{OUT} = U_X \cdot U_Y \cdot 0,2 \cdot \frac{261}{50} \cdot 2 = U_X \cdot U_Y \cdot 2,088 \quad (23)$$

Při použití maximálních rozsahů vstupního a řídicího napětí ($\pm 1V$) je tedy na výstupu OUT napětí 2,088V. Při použití záporného napětí na řídicím vstupu dochází k invertování výstupního signálu.



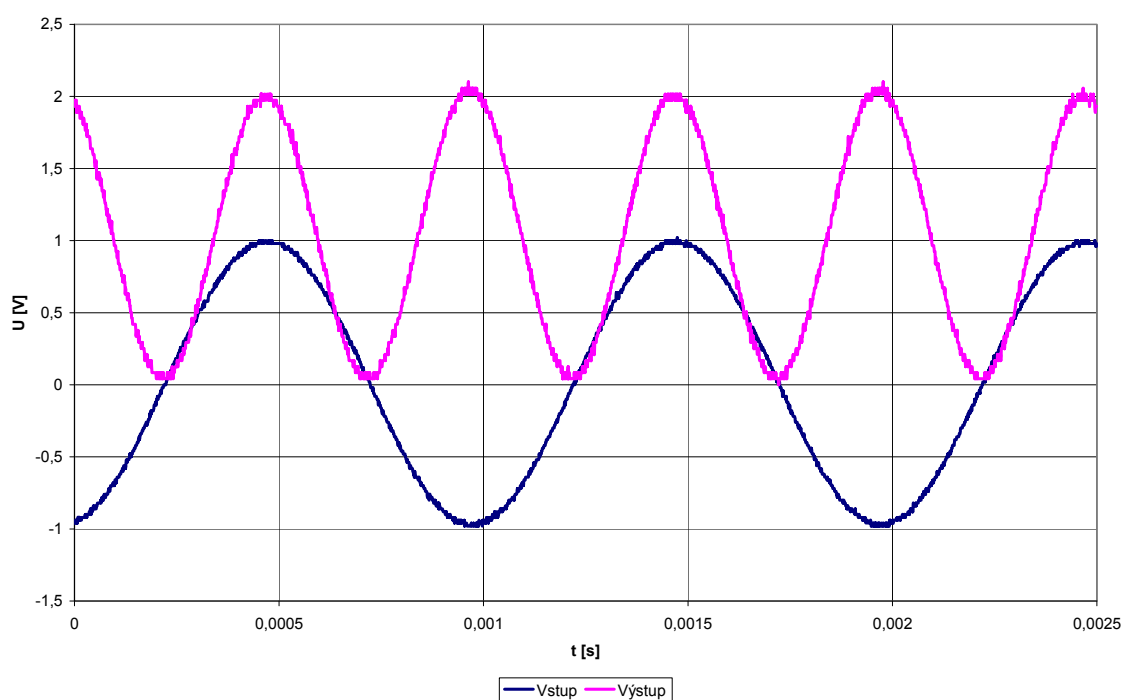
Obr. 26: VCA s pomocí OZ [5]

Zesílení lze ještě změnit velikostí rezistoru R_2 , rezistor R_1 je použit pro napájení násobičky a proto jeho hodnotu není možné změnit. Děliče napětí na vstupech OZ jsou pro nastavení stejnosměrného posunu vstupních napětí. Pomocí trimrů 200 Ω lze doladit nepřesnost rezistorů a nastavit výstupní offset na 0 V. Kondenzátory C_1 jsou určeny pro zlepšení přenosu signálu na vyšších kmitočtech. Jejich vliv si později předvedeme na modulové frekvenční charakteristice VCA. Obvod dále obsahuje rezistor R_3 , který je nutný pro správnou funkci násobičky. Bez jeho použití nelze výstupy násobičky zatížit rezistory R_2 . Pro doplnění jsou zde uvedeny i rezistory 50 Ω na vstupech a 50 a 90 Ω na

výstupu, které zajišťují impedanční přizpůsobení.

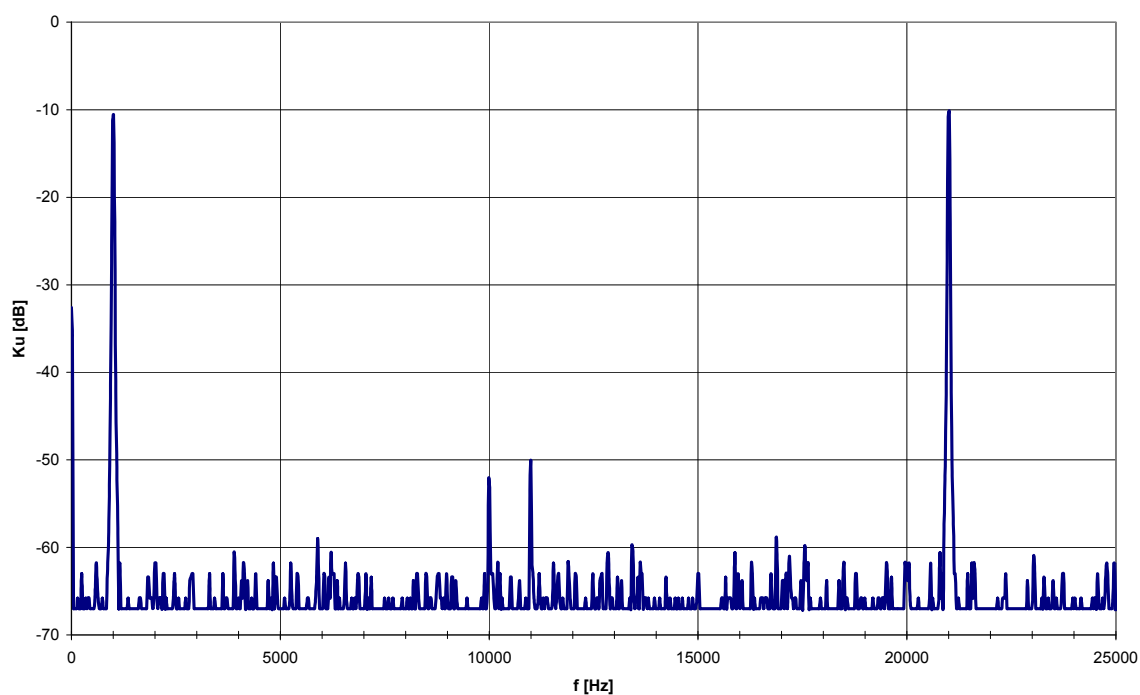
Jako operační zesilovač byl vybrán obvod AD8045, který by neměl nijak výrazně zhoršovat parametry celého zapojení. Přes nízký šum a malé zkreslení dosahuje i dobré šířky pásma na max. 1 GHz [11], to se udává sice pro zesílení 1x a při větším zesílení klesá, ale v našem případě by hodnota neměla poklesnout pod 500 MHz, která je udaná u samotné násobičky.

Po připojení shodného napětí na oba vstupy, tj. vytvoření kvadrátoru, se vstupní signál o amplitudě 1 V a frekvenci 1 kHz se po průchodu VCA (s nastavením maximálního zesílení 2x) změní na signál o maximální hodnotě 2 V a frekvenci 2 kHz. Časový průběh těchto signálů je na obr. 27.

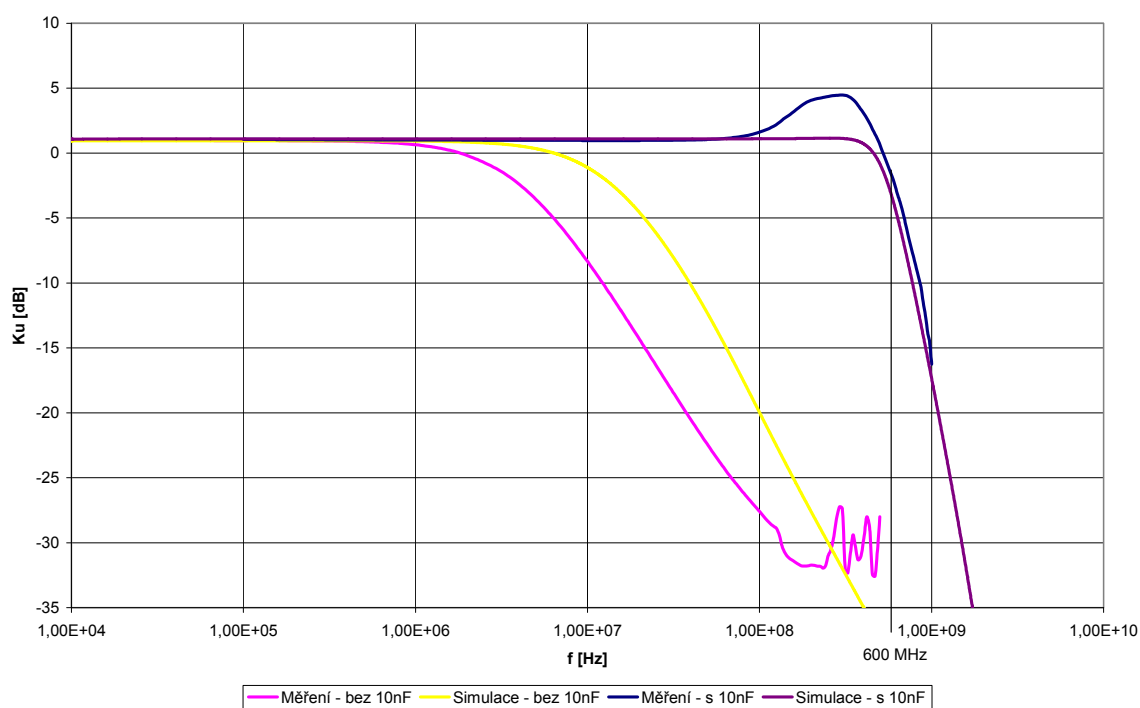


Obr. 27: Časový průběh pro kvadrátor

Pro další ověření funkce je na obr. 28 zobrazeno spektrum výstupního signálu při násobení signálů 10 a 11 kHz. Jsou zde patrné dvě výrazné spektrální čáry na 1 a 21 kHz, které reprezentují požadovaný signál. Dále původní složky 10 a 11 kHz. A v poslední řadě složka 0 Hz, která naznačuje nepřesné vyvážení výstupního offsetu. Ostatní signál lze považovat za kvantizační šum osciloskopu.



Obr. 28: Spektrum výstupního signálu po násobení signálů 10 a 11 kHz

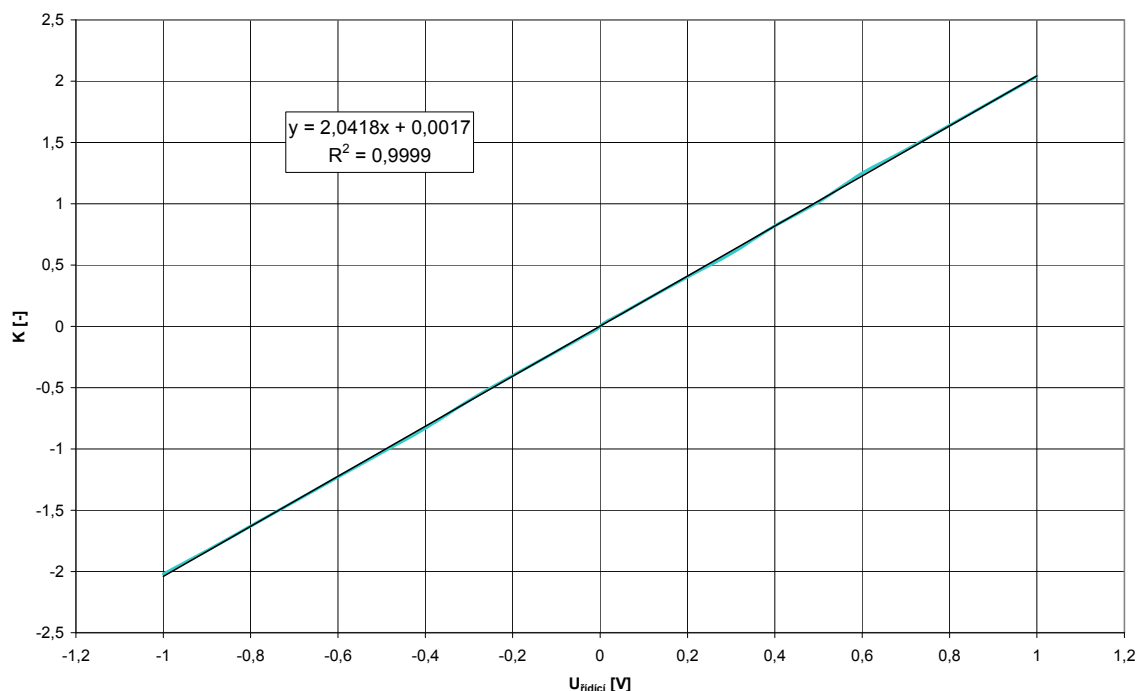


Obr. 29: Modulová frekvenční charakteristika VCA s OZ

Na dalším grafu (obr. 29) je modulová frekvenční charakteristika celého bloku. Jsou zde zobrazeny celkem 4 průběhy, dva pro použití $C_I = 10 \text{ nF}$ a dva bez něj. Obě

křivky jsou zde dvakrát, jednou pro simulaci a jednou pro skutečné měření. Měřené průběhy se drobně odchyľují od simulačních. Jak je z křivek patrné, obvod nelze na vyšších kmitočtech provozovat bez připojeného kondenzátoru C_I . Samotná hodnota kondenzátoru je třeba dostavit, aby nedoházelo k zesílení na vyšších kmitočtech, zde je zobrazen průběh pro doporučenou hodnotu 10 nF [5]. Hodnota závisí převážně na konstrukci desky a kvalitě jejího zpracování. Při testování byly použity dvě varianty zapojení, jedna pomocí zkušební desky a druhá oboustranná deska s SMD součástkami pro potlačení co možná nejvíce parazitních jevů. Průběh na obr. 29 je z druhé varianty, při měření na zkušební desce bylo zesílení způsobené nevhodnou hodnotou C_I mnohem větší a naopak mezní frekvence dosahovala pouze 300 MHz. Mezní frekvence druhého zapojení je 600 MHz, tato hodnota je dokonce vyšší než mezní frekvence samotné násobičky (500 MHz), to je způsobeno právě využitím kondenzátorů C_I .

Pro ověření nastavení zesílení je na obr. 30 závislost zesílení na řídícím napětí. Dle regresní funkce je zesílení nastaveno na $2,0418 \times U_{\text{řídící}}$. Oproti vypočítané hodnotě 2,088 (23) je chyba způsobena pouze nepřesností reálných rezistorů. Přesnost lineární regresní přímky je 99,99%, což dokazuje lineární nastavení zesílení VCA.



Obr. 30: Závislost zesílení na řídícím napětí u VCA s OZ

Z hlediska citlivostní a toleranční analýzy se zaměříme na hodnotu zesílení celého zapojení. Na obr. 31 je zobrazen výsledek citlivostní analýzy pro změnu zesílení. Jsou uvažovány pouze externí prvky, nejsou zde zahrnuty parametry jednotlivých modelů. Je vidět, že největší vliv na zesílení mají hodnoty rezistorů, které nastavují zesílení

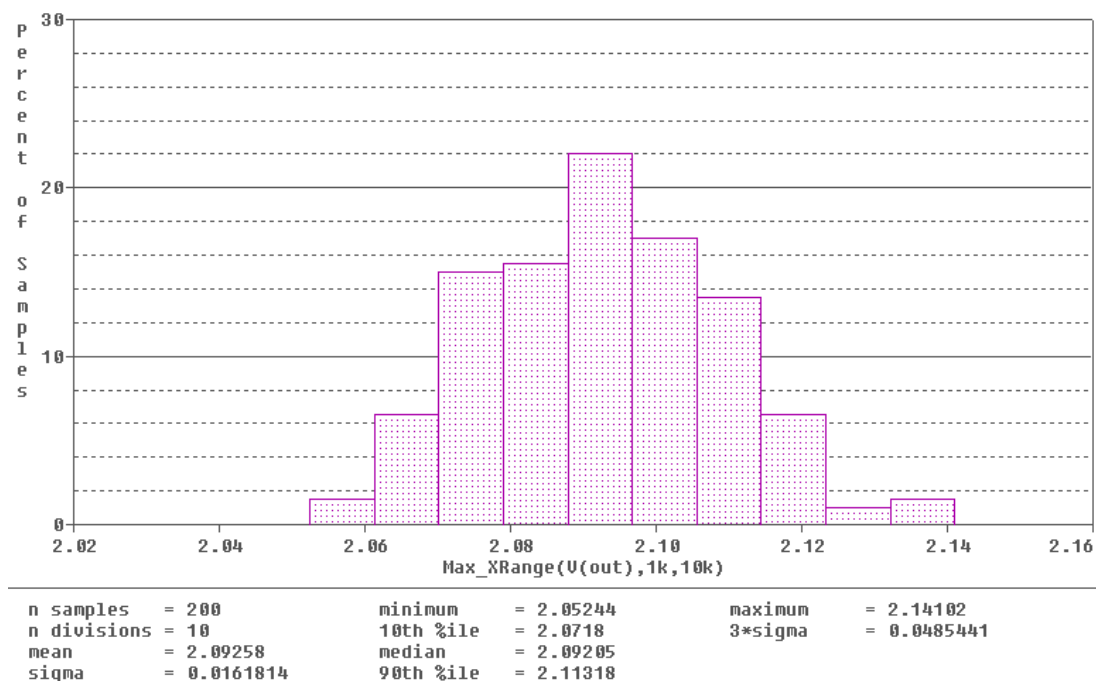
rozdílového zesilovače.

	Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
►	R7	VALUE	261	258.3900	263.6100	19.2159m	100
	R2	VALUE	50	50.5000	49.5000	-8.6492m	45
	R1	VALUE	50	49.5000	50.5000	8.6838m	45
	R5	VALUE	3.7000k	3.6630k	3.7370k	4.6307m	24
	R3	VALUE	3k	2.9700k	3.0300k	4.3287m	22
	C2	VALUE	10n	9.5000n	10.5000n	2.9655m	15
	R6	VALUE	3.7000k	3.7370k	3.6630k	-2.3003m	11
	R8	VALUE	261	258.3900	263.6100	1.6582m	8
	R4	VALUE	3k	2.9700k	3.0300k	474.0254u	2
	C1	VALUE	10n	10.5000n	9.5000n	-251.5676u	1
	R9	VALUE	90	90	90	0	0

Obr. 31: Citlivostní analýza pro změnu zesílení VCA s OZ

Pro představu relativní citlivost je pro první čtyři součástky s největší citlivostí následující

$$\begin{aligned}
 S_{rel_R7}^K &= S_{semirel_R7}^K \cdot \frac{100}{K} = 19,2159 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{2} = 960,8 \cdot 10^{-3} \\
 S_{rel_R2}^K &= S_{semirel_R2}^K \cdot \frac{100}{K} = -8,6492 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{2} = -432,5 \cdot 10^{-3} \\
 S_{rel_R1}^K &= S_{semirel_R1}^K \cdot \frac{100}{K} = 8,6492 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{2} = 432,5 \cdot 10^{-3} \\
 S_{rel_R5}^K &= S_{semirel_R5}^K \cdot \frac{100}{K} = 4,6307 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{2} = 231,5 \cdot 10^{-3}
 \end{aligned} \tag{24}$$

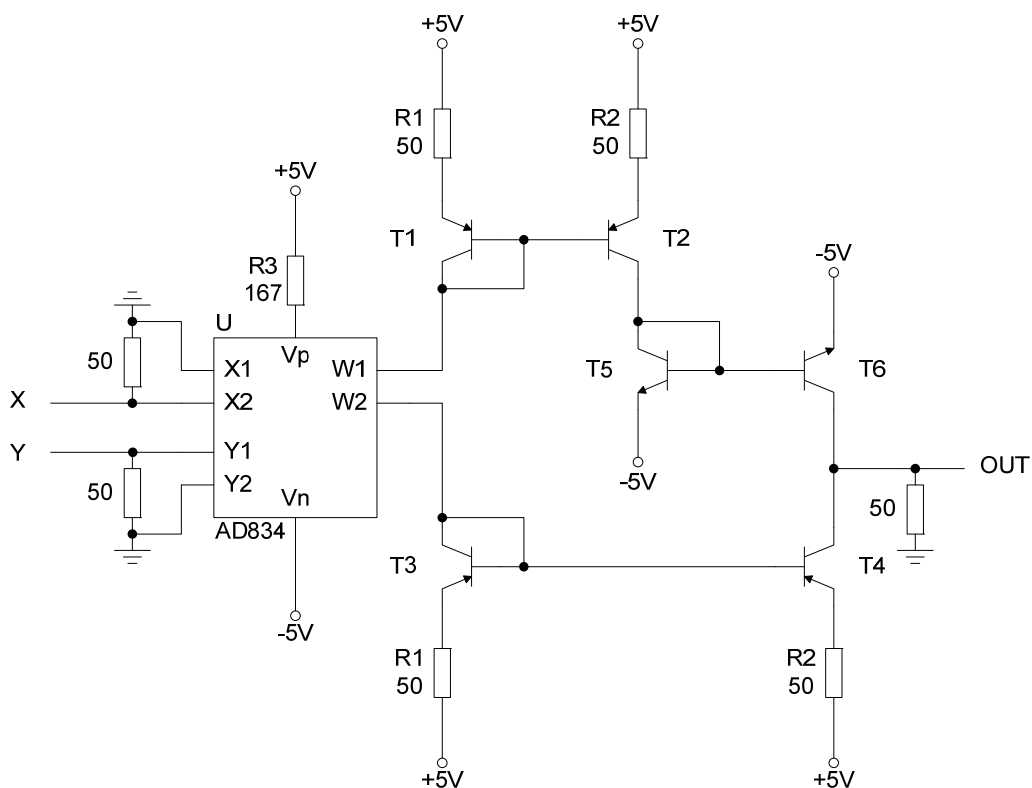


Obr. 32: Histogram toleranční analýzy VCA s OZ

Na dalším obr. 32 je histogram toleranční analýzy s Gaussovým rozdělením, kde je patrný rozptyl zesílení VCA. Zesílení s nominální hodnotou 2,088 má rozptyl $\sigma = 0,01618$. Další hodnoty jsou uvedeny pod histogramem.

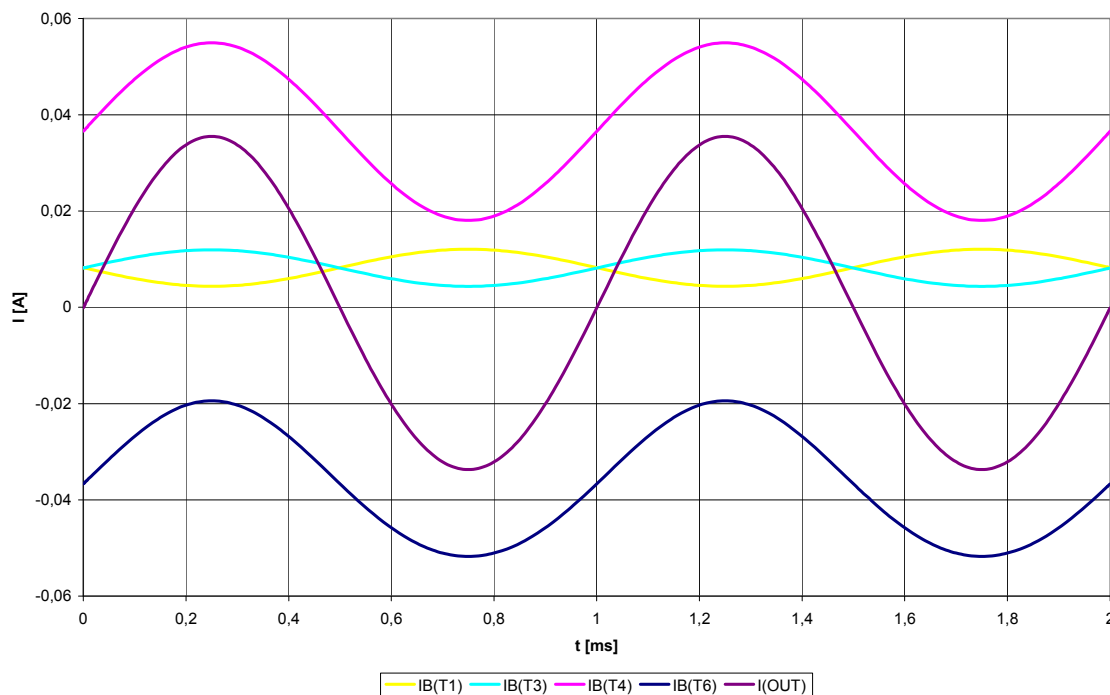
3.1.2 VCA s pomocí tranzistorů

Výrobce Analog Devices uvádí u násobičky AD834 použití proudových výstupů. Tato skutečnost vedla k myšlence, využít tyto výstupy v proudovém režimu. Podrobnější analýza vyvrátila možnost použít výstupy pouze jako zdroje proudu, protože násobička je přes ně napájena. Máme tedy k dispozici dva výstupy se stejnosměrným proudem 8,5 mA a střídavou složkou max. 4 mA. Využití této střídavé složky proudu je na obr. 33. Jako základní prvek úpravy signálu jsou zde použita proudová zrcadla. Zrcadla z tranzistorů T_1 , T_2 resp. T_3 , T_4 zrcadlí proudy do výstupu násobičky a umožňují jejich další použití. Tyto proudy jsou oba stejnosměrně posunuty na tutéž hodnotu a jejich střídavá složka je mezi sebou posunuta o 180° . Tím se nabízí možnost oba proudy od sebe odečíst. Přímé odečtení těchto proudů by bylo příliš komplikované, proto je využito třetího zrcadla (T_5 , T_6) které invertuje proud tranzistorem T_2 . Poté jsou stejnosměrná posunutí opačného znaménka a střídavé složky ve fázi. Následně jsou tyto proudy sečteny a tím se stejnosměrná složka vyruší a sečtená střídavá složka se projeví na výstupu.



Obr. 33: VCA s pomocí tranzistorů

Daný blok lze tedy použít v režimu s proudovým výstupem. Pro měření je zde přidán přízpůsobovací rezistor $50\ \Omega$, poté je na výstupu napětí $I_{OUT} \cdot 50$. Časový průběh proudů je zobrazen na obr. 34, přičemž odpovídá hodnotám obou rezistorů $R_2 = 10\ \Omega$ (pro větší názornost – rozlišení jinak překrývajících se průběhů).



Obr. 34: Časové průběhy proudů u VCA s tranzistory

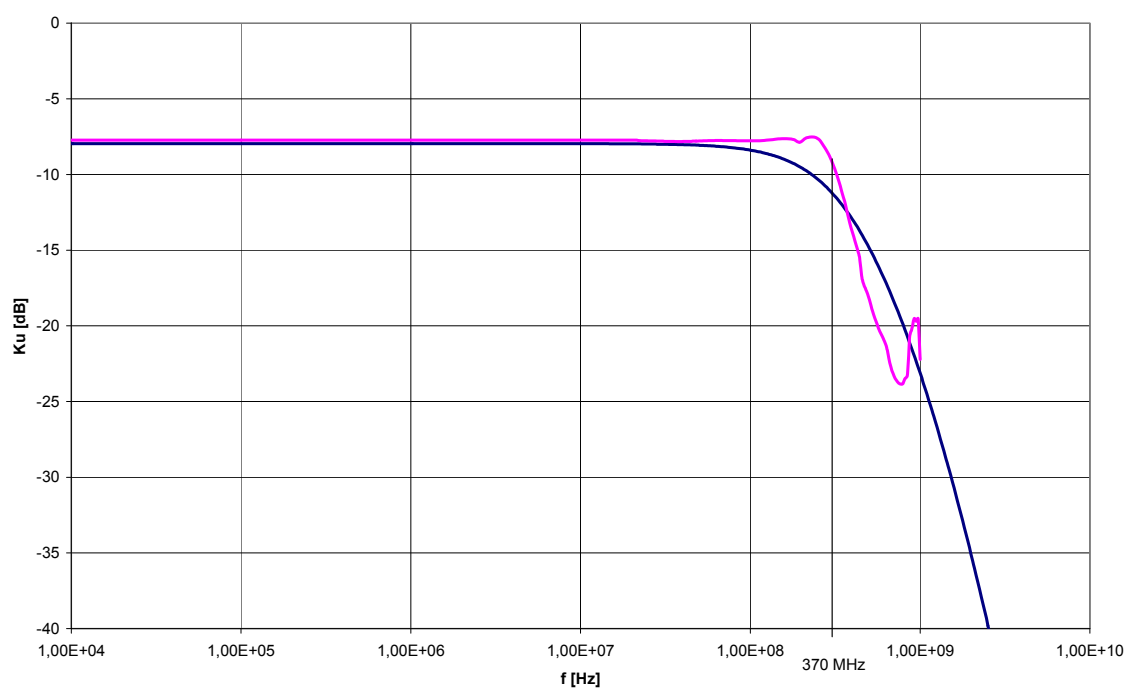
Jak už bylo naznačeno, pomocí rezistoru R_2 lze nastavit zesílení celého bloku. Výstupní proud se poté vypočítá dle

$$I_{OUT} = \frac{XY}{(1\text{ V})^2} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot 8\text{ mA} \quad (25)$$

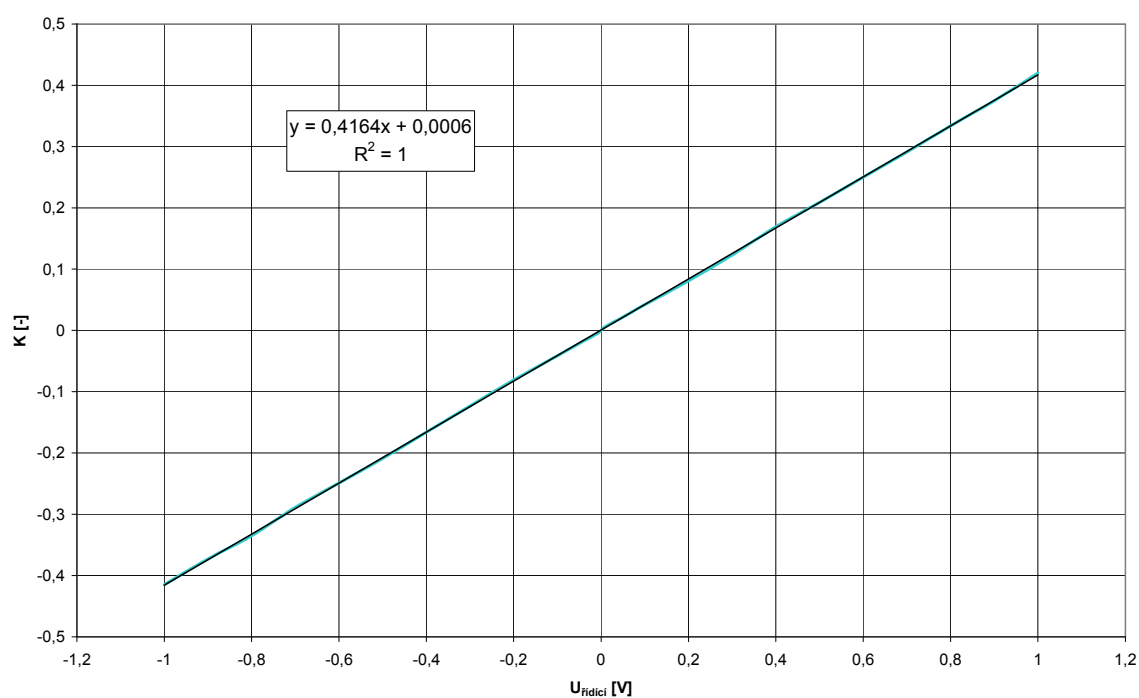
Je si nutné ovšem uvědomit, že při nastavení zesílení vzrůstá proud všemi tranzistory. A hlavně proud tranzistorů T_4 a T_6 je větší než výsledný proud I_{OUT} , na toto je nutné myslet při výběru tranzistorů. V našem případě budou tranzistory reprezentovat tranzistorová pole HFA3096, které obsahuje jak NPN tak PNP tranzistory. Jejich mezní kmitočty jsou 5,5 GHz pro PNP resp. 8 GHz pro NPN a maximální kolektorový proud cca. 15-20 mA [11]. Z tohoto hlediska tedy nemůžeme použít výraznější zesílení. Nicméně pro použití v proudovém módu, dostačuje i zesílení 1x (shodné rezistory R_1 a R_2).

Na obr. 35 je modulová frekvenční charakteristika tohoto bloku pro simulaci a pro shodné hodnoty rezistorů R_1 a R_2 , a pro použití zátěže $50\ \Omega$. Potom výstupní napětí odpovídá hodnotě 0,4 V (-7,96 dB). Mezní frekvence jsou pro tuto modifikaci 300 MHz pro simulaci resp. 370 MHz pro reálné měření. Rozdíl zesílení

simulovaného a měřeného průběhu v propustném pásmu je dán nepřesnou hodnotou velikosti zátěže při měření (v toleranci 1%).



Obr. 35: Modulová frekvenční charakteristika VCA s tranzistory



Obr. 36: Závislost zesílení K na velikosti řídicího napětí u VCA s tranzistory

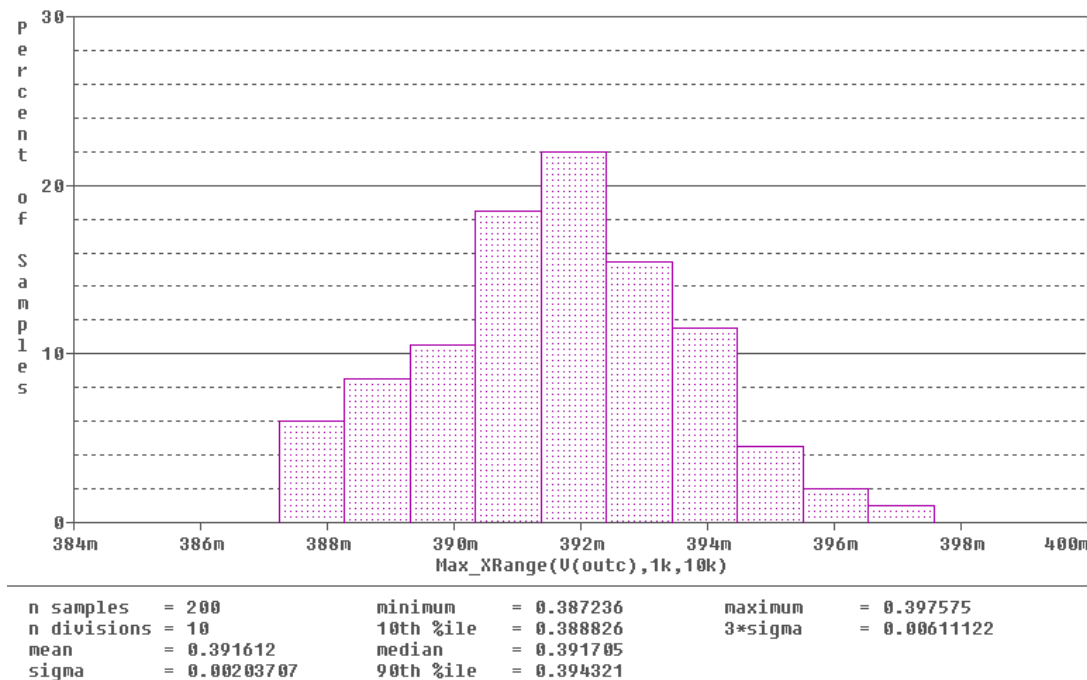
Pro ověření nastavení zesílení je na obr. 36 uvedena závislost zesílení na velikosti řídicího napětí pro 1 V vstupního napětí. Tento graf je opět měřen při shodné velikosti R_1 a R_2 , a pro použití zátěže 50 Ω . Dle regresní funkce je zesílení $0,4164 \times U_{\text{řídící}}$. Při ideálních velikostech rezistorů má být zesílení $0,4 \times U_{\text{řídící}}$ (24). Chyba je způsobena nepřesností reálných rezistorů a přesnost lineární regresní přímky je téměř 100%.

	Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
►	R5	VALUE	50	49.5000	50.5000	3.7520m	69
	R4	VALUE	50	50.5000	49.5000	-1.6847m	31
	R3	VALUE	50	49.5000	50.5000	1.6866m	31
	R2	VALUE	50	50.5000	49.5000	-1.6633m	30
	R1	VALUE	50	49.5000	50.5000	1.6604m	30

Obr. 37: Citlivostní analýza VCA s tranzistorem

$$\begin{aligned}
 S_{\text{rel}_R5}^K &= S_{\text{semirel}_R5}^K \cdot \frac{100}{K} = 3,7520 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{0,4} = 0,938 \\
 S_{\text{rel}_R4}^K &= S_{\text{semirel}_R4}^K \cdot \frac{100}{K} = -1,6847 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{0,4} = -0,4212 \\
 S_{\text{rel}_R3}^K &= S_{\text{semirel}_R3}^K \cdot \frac{100}{K} = 1,6866 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{0,4} = 0,4216
 \end{aligned} \tag{26}$$

Z hlediska zesílení celého zapojení je dle citlivostní analýzy obvod nejvíce náchylný na velikost zatěžovacího rezistoru. Výsledky citlivostní analýzy jsou na obr. 37. Přepočítání na relativní citlivost je uvedeno ve vztazích (25). Při citlivostní i toleranční analýze byly uvažovány pouze externí parametry.



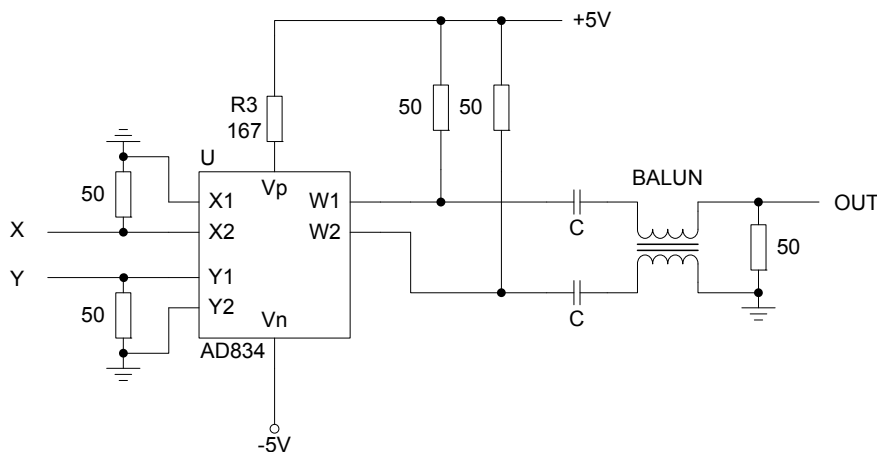
Obr. 38: Histogram toleranční analýzy pro VCA s tranzistorem

Jako parametr toleranční analýzy je zadáno napětí na zatěžovacím rezistoru. Při řídicím napětí 1 V toto číslo odpovídá přímo napěťovému zesílení. Při toleranční analýze není zahrnuta tolerance zatěžovacího rezistoru, neboť při zapojení v proudovém módu bude tento rezistor reprezentovat vstupní impedance dalšího zařízení. Při použití v napěťovém módu je nutné umístit za zatěžovací rezistor napěťový sledovač. Při uvažování tolerancí (1 % pro rezistory a 5% pro kondenzátory) je zesílení celého VCA na nominální hodnotě 0,391 s rozptylem $\sigma = 0,00204$. Histogram analýzy je na obr. 35.

Zapojení je tedy nejvhodnější k použití v obvodech ve smíšeném módu. Toto koncepte není uváděna v žádné mnou zkoumané literatuře a jde tedy o mou realizaci napětím řízeného zesilovače s proudovým výstupem, pracujícím až do kmitočtu 370 MHz.

3.1.3 VCA s pomocí transformátoru

Obě předešlé zapojení jsou svou podstatou schopny přenášet i stejnosměrné napětí. Pokud by nám stačilo zapojení, které tuto složku nepřenáší, můžeme použít zapojení z obr. 39. Na úpravu výstupního napětí je zde použit vf transformátor tzv. „Balun“. Po odfiltrování stejnosměrné složky kondenzátory C jsou na vstupy transformátoru přivedeny střídavé signály. Na výstupu se poté signály sečtou a posunou do kladných hodnot, přičemž minimální napětí je v 0 V [9].



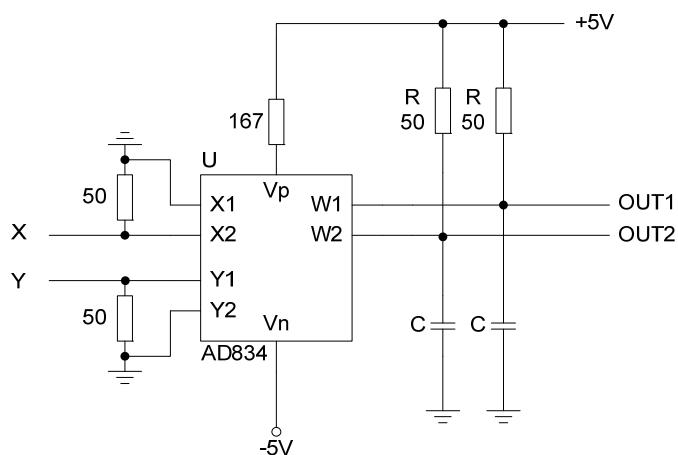
Obr. 39: VCA s pomocí transformátoru [5]

Toto zapojení fy. Analog Devices bylo proměřeno na zkušební desce, ovšem výsledky měření nesplnily očekávání. Ani po několika modifikacích nebylo dosaženo propustnosti transformátoru. Neuvádím zde ani výsledky simulací, neboť transformátor nemá v programu PSpice žádnou univerzální knihovnu a výrobci neuvádí všechny parametry potřebné k jejímu vytvoření. Ač se tedy zapojení jeví jednoduše, není pro svou realizaci vhodné k implementaci do dalšího zapojení.

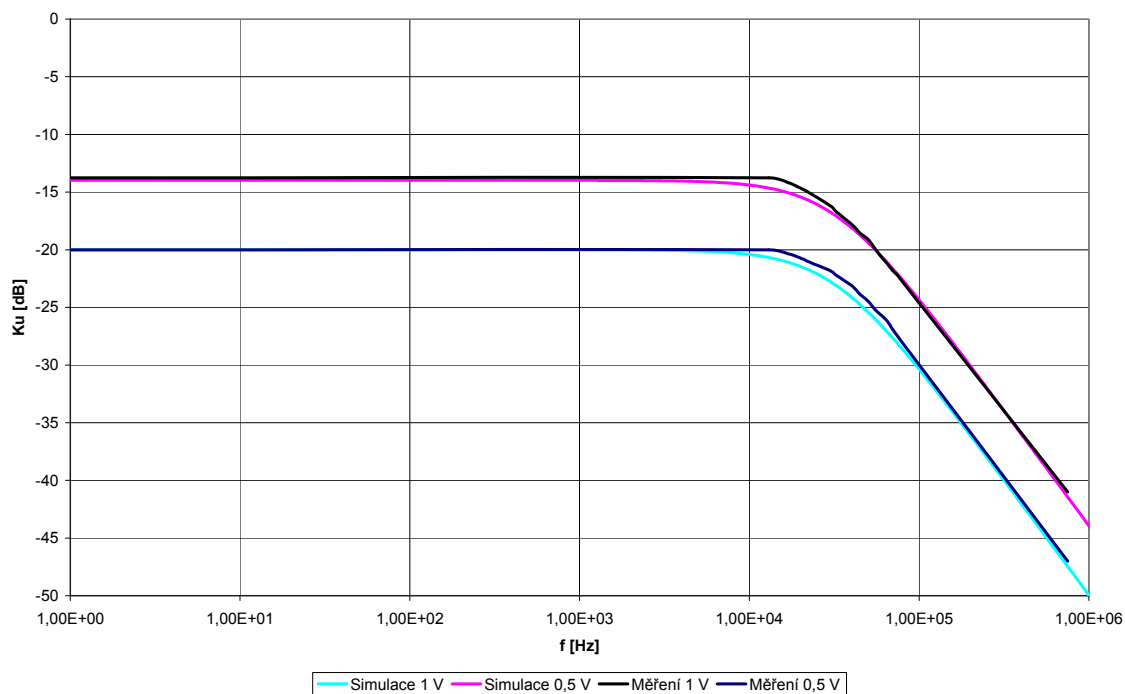
3.2 Integrátor

Jedno z nejjednodušších zapojení násobičky je ve funkci ztrátového integrátoru s řízením přenosu. Na obr. 39 je toto zapojení zobrazeno, Mezní frekvence integrátoru závisí na velikosti rezistoru R a kondenzátoru C dle

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 31830 \text{ Hz}. \quad (27)$$



Obr. 40: Integrátor



Obr. 41: Modulová frekvenční charakteristika integrátoru

Pro naše měření je použit pevný rezistor 50Ω a kondenzátor 100 nF . Frekvenční

charakteristiky pro dvě úrovně vstupního napětí jsou na obr. 40, pro porovnání jsou zde uvedeny i průběhy ze simulace. Toto zapojení je nutné dále rozšířit o obvod kompenzující výstupní offset, případně je možné ho použít jako prvek komplexnějšího zapojení. Pro tuto skutečnost nebudu uvádět ani výsledky citlivostní nebo toleranční analýzy. Ty by měli smysl pouze u většího zapojení využívajícího tento prvek.

3.3 Frekvenční filtr

Frekvenční filtry jsou lineární dvoubrany, propouštějící složky spektra v určitém kmitočtovém pásmu. Mimo toto pásmo jsou poté složky potlačovány. Základní rozdělení filtrů je na aktivní a pasivní, přičemž my se budeme zabývat pouze těmi aktivními. Pasivní filtry složené z prvků R, L a C nedosahují takových kvalit jako aktivní a nelze u nich provádět elektronické přeladování (stali by se aktivními). V následujícím textu jsou uvedeny zapojení základních filtrů využívajících analogovou násobičku jako říditelný prvek. Na obrázcích 42, 43 a 44 jsou tyto filtry zobrazeny, jmenovitě se jedná o filtry typu dolní propust (LP), horní propust (HP) a pásmovou propust (PP), které lze nalézt např. v [16].

Pro filtr typu dolní propust na obr. 42 je základem bezeztrátový integrační článek. Za ním následuje analogová násobička a celý obvod završuje rezistor zajišťující druhou zpětnou vazbu. Přenos tohoto filtru je dán vztahem

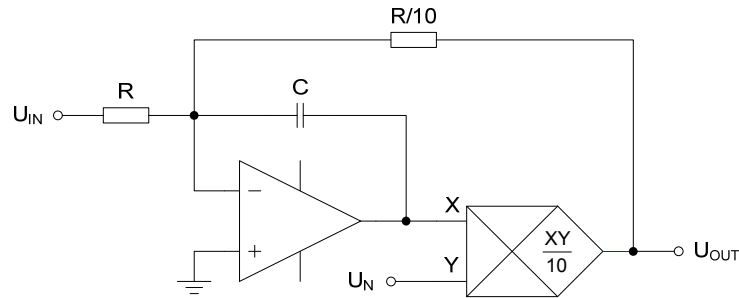
$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{-1}{1 + \frac{RCs}{U_N}} \quad (28)$$

Z tohoto výrazu je patrné, že řídicí napětí U_N nemá vliv na přenos signálu na nízkých frekvencích (v propustném pásmu). Toto napětí může nabývat kladných hodnot napětí a jeho maximální úroveň závisí na zvolené násobičce. Z rovnice (28) je patrné, že napětím U_N bude řízena mezní frekvence filtru, přičemž její hodnota se určí dle

$$f = \frac{U_N}{2\pi RC} \quad (29)$$

Vyvstává zde podmínka pro rozsah řídicího napětí U_N , pro zachování funkce filtru je nutné dodržet $U_N \geq 0$.

Přesnost nastavení mezní frekvence závisí na vlastnostech dané násobičky, zejména na chybě zesílení, nelinearitě, vstupnímu offsetu a frekvenční odezvě. Ladící rozsah je limitován vstupním rozsahem, chybami násobičky a její citlivostí na vstupní signál. Obdobně rychlost přeladění je limitována její odezvou [16].

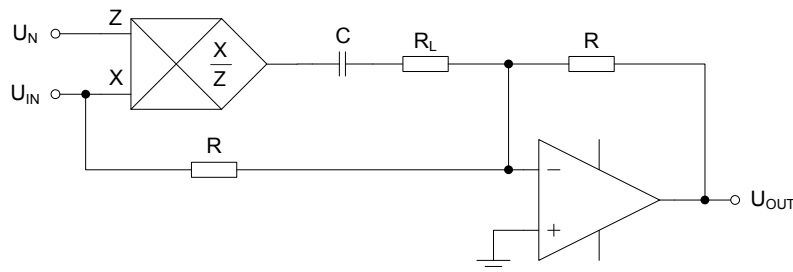


Obr. 42: Filtr typu DP [16]

Další typ napětím řízeného filtru je horní propust (obr. 43). Vychází z předchozího zapojení a jedná se o jakousi inverzi DP filtru. Základ tvoří derivační článek s násobičkou zapojenou pro dělení signálu. Přenos daného zapojení odpovídá

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \left(1 + \frac{RCs}{U_N} \right). \quad (30)$$

Je ale nutné dodržet podmínku $R_L \ll R$. Mezní kmitočet se poté vypočítá stejně jako pro v předchozím případě (29). Omezení daného filtru jsou také stejné, nutnost dodržet podmínku $U_N \geq 0$ a přesnost a rychlost přeladění celého filtru opět závisí na zvolené násobičce.



Obr. 43: Filtr typu HP [16]

Násobička nemusí být použita pouze k nastavení mezního kmitočtu dolní či horní propusti, ale také k nastavení kmitočtu pásmové propusti (obr. 44). Zapojení je pak tvořeno dvojicí integrátorů zapojených do zpětné vazby spolu s násobičkou. Ta zde zavádí záporné zesílení ve zpětné vazbě. V tomto zapojení je přenos filtru roven

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{-RCs}{10R^2C^2s^2 + RCs - U_N}. \quad (31)$$

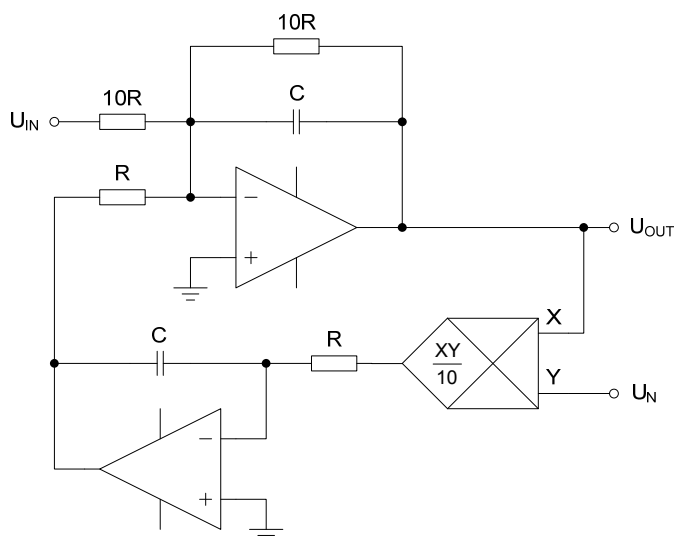
Změnou napětí U_N nedochází ke změně zesílení v nastaveném pásmu, které se vypočte dle

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{-U_N}{10}}. \quad (32)$$

Jak je patrné z tohoto výrazu, tak závislost kmitočtu pásmové propusti na napětí U_N není lineární. Navíc je nutné přivádět záporné napětí U_N a tedy dodržet podmínku $U_N \leq 0$, při nedodržení by výsledkem (32) a (33) bylo komplexní číslo a filtr by neplnil svoji funkci. Tento jev je způsoben působením násobičky v zapojení. Co se týče šířky pásma, ta se v závislosti na řídicím napětí nemění a zůstává konstantní na hodnotě $BW = 1/(20\pi RC)$. Nehledě na to jakost filtru se mění celkem razantně a to v závislosti

$$Q = \sqrt{-10U_N}. \quad (33)$$

S ohledem na tuto parazitní vlastnost není vhodné tento typ filtru v praxi využívat.



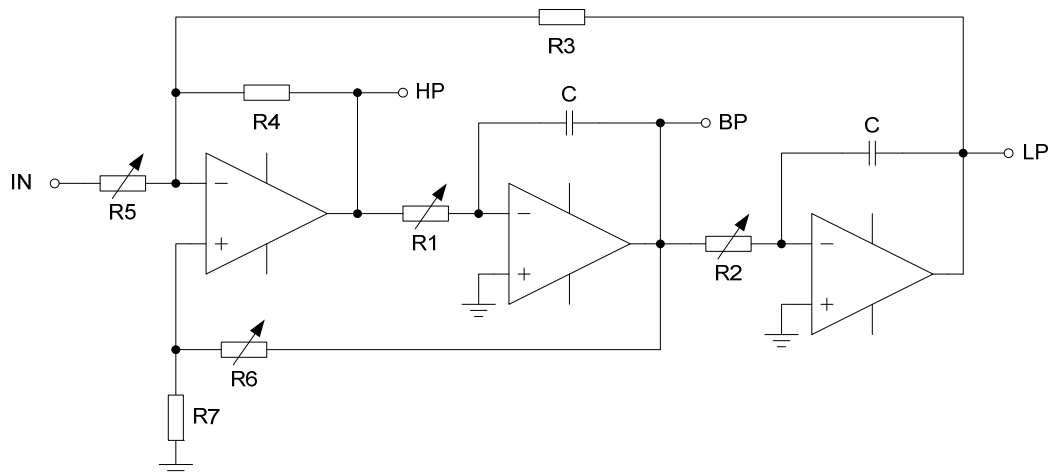
Obr. 44: Filtr typu PP [16]

Zde uvedené tři typy zapojení nám prezentují, jak lze využít analogovou násobičku k řízení mezní frekvence základních filtrů. Tyto zapojení jsou však příliš jednoduché a pro praktické řešení muselo být vybráno komplexnější řešení filtru vyššího řádu. Pro řešení spojující tyto filtry byl vybrán KHN filtr, který bude podrobněji zkoumán dále.

3.3.1 KHN filtr

Název filtru je odvozen od jmen svých tvůrců - Kerwin-Huelsman-Newcomb [23], první zmínka o této koncepci byla zveřejněna již v roce 1967, stále však zůstává aktuální. Vyskytují se varianty pro práci v napěťovém, proudovém a smíšeném módu [26]. Naše zapojení (obr. 45) bude využívat napěťový mód a to hlavně díky jednoduchosti a dostupnosti použitých součástek. Zapojení disponuje třemi výstupy, na něž lze zapojit libovolnou nízkoimpedanční zátěž a lze s nimi současně realizovat filtry dolní, horní a pásmová propust. Po modifikaci lze realizovat i pásmovou zadrž a dolní a

horní propust s nulovým bodem přenosu.



Obr. 45: KHN filtr [23]

Základ filtru tvoří dva integrátory ve smyčce doplněné o operační zesilovač. Mezní frekvence je společná pro všechny tři výstupy a nabývá hodnoty

$$\omega_c = \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (34)$$

kde $R = R_1 = R_2$ a $C = C_1 = C_2$. Nepředpokládá se využití rozdílných hodnot R_1 a R_2 resp. C_1 a C_2 , nicméně v krajním případě lze rozdílné hodnoty využít. Dále se uvažuje shodná velikost rezistorů R_3 a R_4 , neboť jejich poměr se při výpočtu vykrátí. Přenos filtru v propustném pásmu je dán vztahem

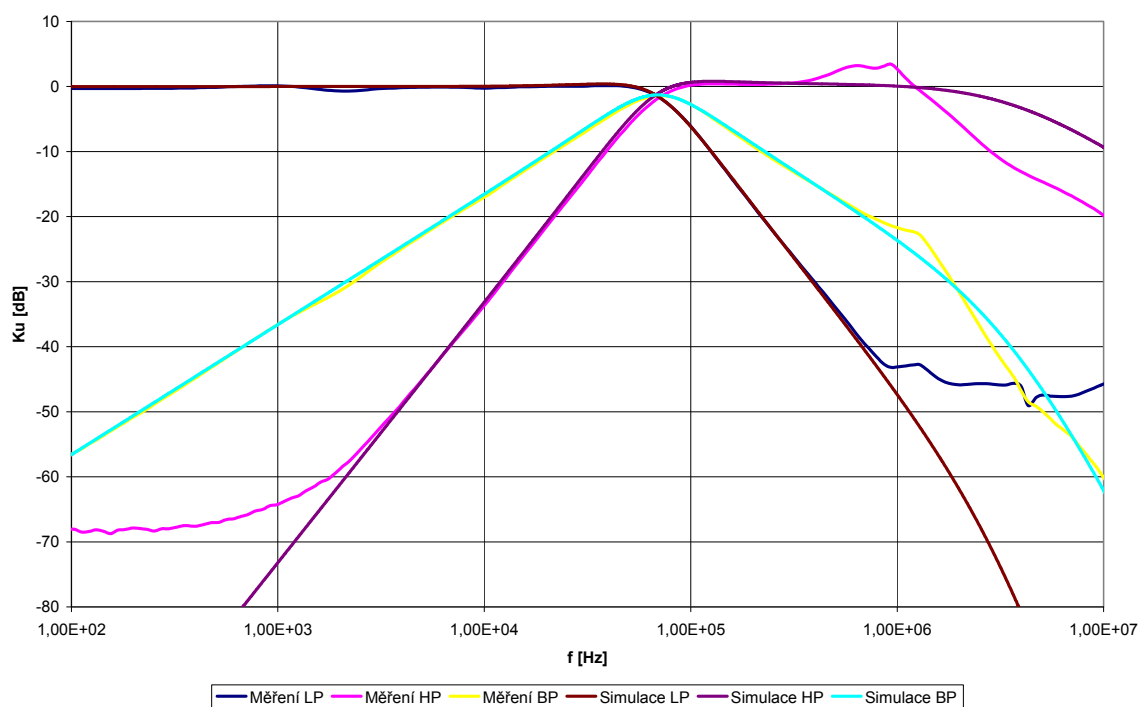
$$K_0 = \frac{R_3}{R_5} \quad (35)$$

a nakonec kvalita pólů (jakost)

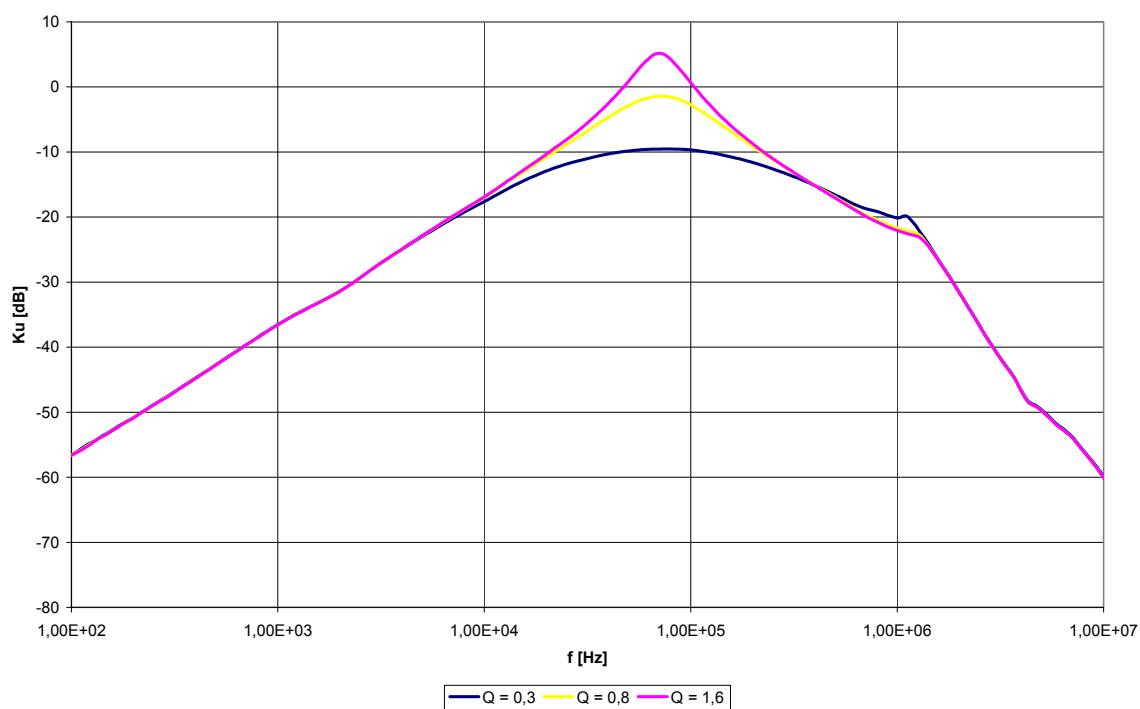
$$Q = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \cdot \left(\frac{1}{2 + \frac{R_3}{R_5}}\right). \quad (36)$$

Všechny parametry filtru lze tedy řídit pomocí proměnných rezistorů. Pomocí R_1 a R_2 mezní kmitočet, R_5 pro zesílení a R_6 pro jakost. Dané zapojení na obr. 45 je poté modifikováno pro elektronické přeladování parametrů pomocí analogové násobičky MLT04. Tento obvod byl určen z hlediska minimalizace, neboť v jednom pouzdře jsou umístěny právě 4 násobičky, které jsou v tomto zapojení potřebné (obr. 46).

řídícího napětí U_Q . Jsou zde uvedeny pouze průběhy pro PP, pro DP a HP jsou vynechány záměrně pro přehlednost grafu.

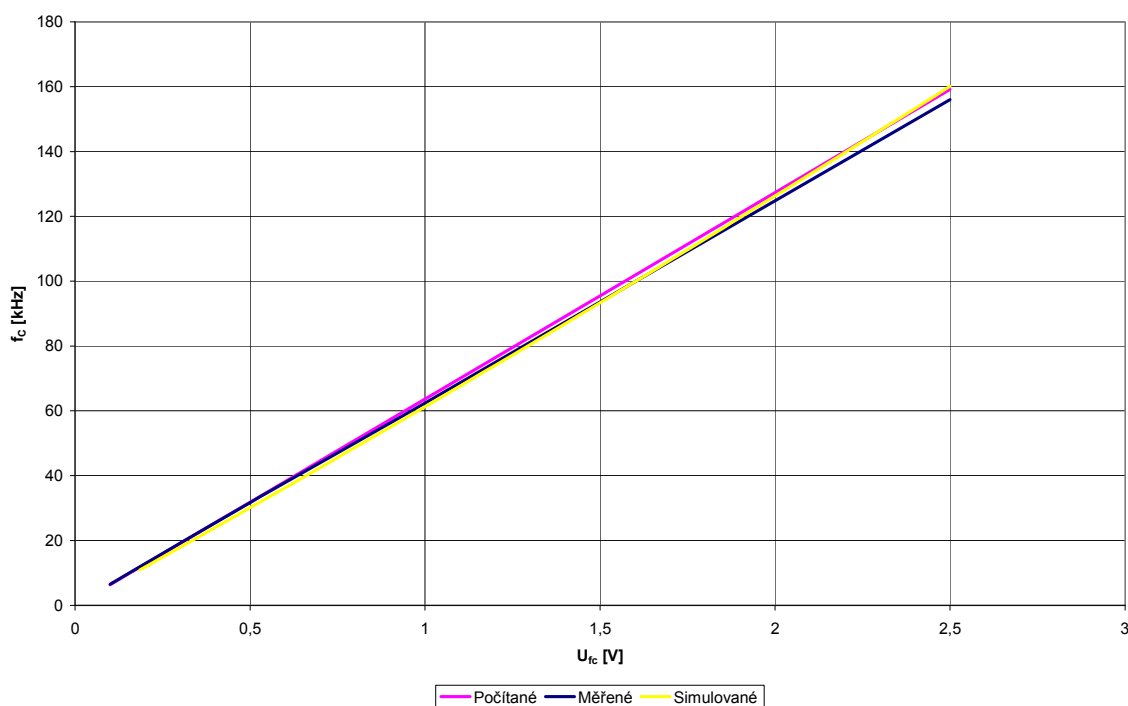


Obr. 47: Srovnání měřených a simulovaných frekvenčních charakteristiky filtru



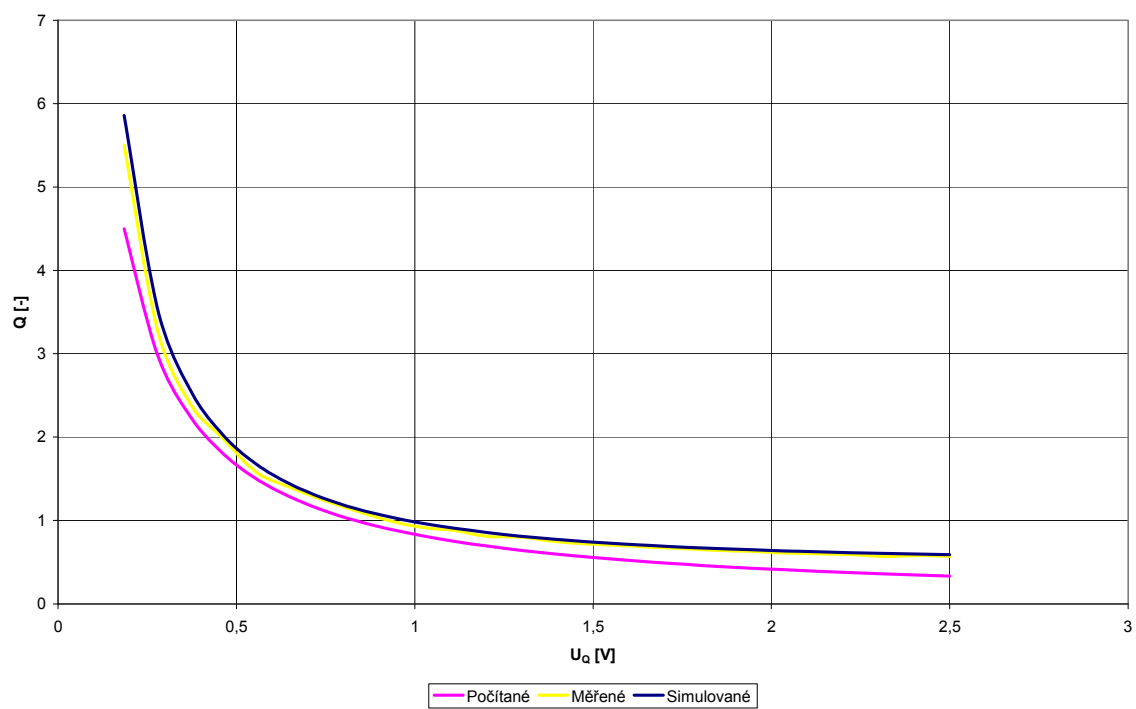
Obr. 48: Modulová frekvenční charakteristika BP pro různé Q

Jednotlivé parametry filtru jsou tedy závislé pouze na řídicích napětích U_{fc} , U_{Ko} a U_Q . Na obr. 49 je srovnání závislostí ideální, simulované a měřené mezní frekvence na řídicím napětí U_{fc} . Závislost odpovídá všem třem výstupům (DP, HP i PP). Měření bylo provedeno pro jakost filtru $Q = 1$ a zesílení 1x. Dané průběhy se liší pouze minimálně, jejich případná odchylka je způsobena nepřesností použitých součástek. Na obr. 50 je dále uvedena závislost jakosti Q na přiloženém napětí U_Q . Křivka má tvar mocninné funkce (vychází z umístění proměnné U_Q ve jmenovateli). Opět jsou patrné pouze drobné odchylky daných průběhů. Pro poslední srovnání parametru je na obr. 51 zobrazena závislost K_0 na U_{Ko} . U tohoto grafu nám všechny tři průběhy splývají a odchylky mezi nimi jsou téměř neznatelné.

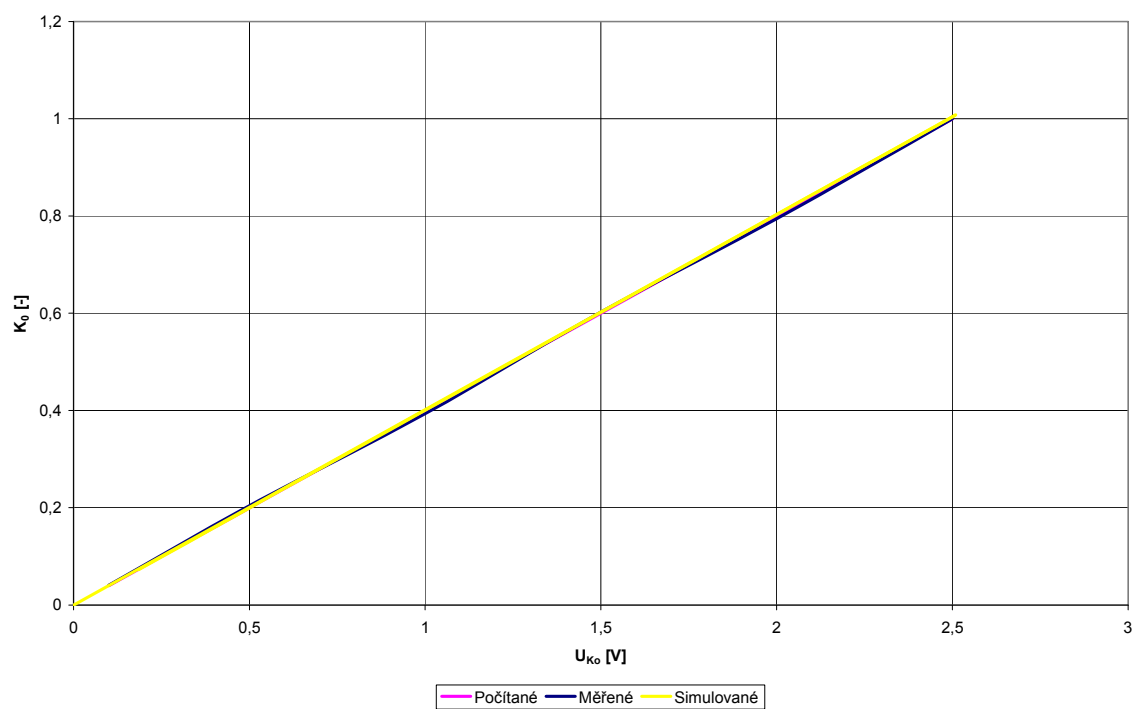


Obr. 49: Závislost f_c na U_{fc}

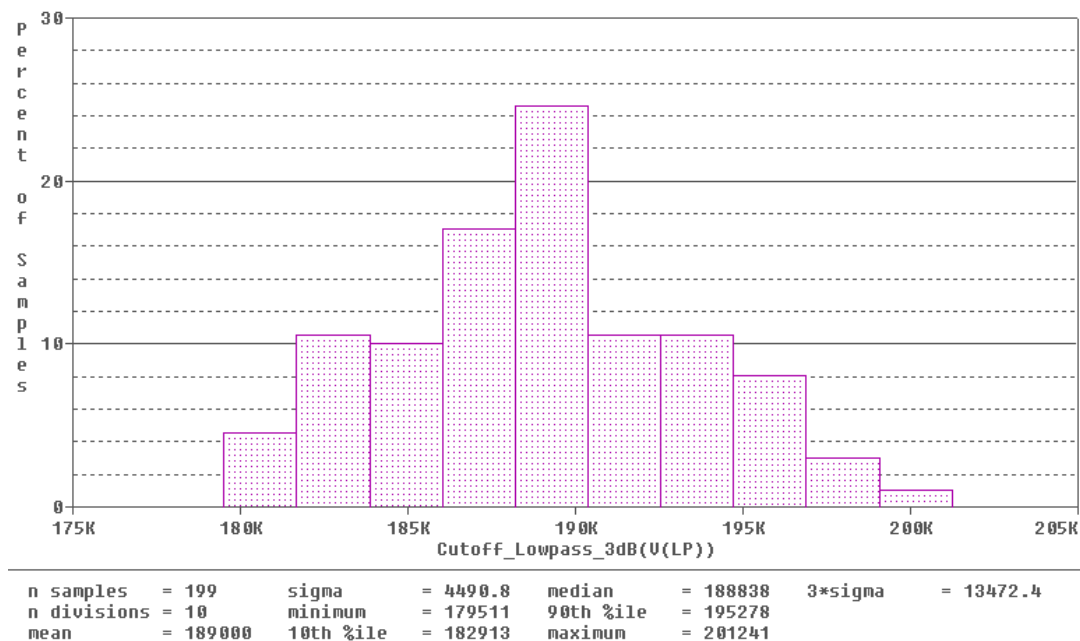
Co se týče závislosti udávaných parametrů na toleranci použitých součástek, bude zde uveden pouze histogram pro mezní frekvenci (obr. 52). Jakost a zesílení již nebylo z hlediska tolerancí zkoumáno, neboť závislost není tak velká jako u mezní frekvence, která je navíc vnímána jako hlavní parametr. Histogram je vytvořen pro maximální nastavitelnou frekvenci 190 kHz (pro danou konstantu $RC = 1 \mu s$). Rozptyl je $\sigma = 4,49k$, přičemž při analýze byly uvažovány pouze externí parametry. Další statistická data jsou uvedena pod histogramem.



Obr. 50: Závislost Q na U_Q



Obr. 51: Závislost K_0 na U_{Ko}



Obr. 52: Histogram mezní frekvence KHN filtru

Z hlediska citlivosti na odchylky hodnot použitých součástek byla provedena citlivostní analýza (obr. 53), při které bylo zjištěno, že největší vliv na změnu kmitočtu má RC kombinace u druhého integrátoru. Poté následují rezistory pro nastavení zesílení operačního zesilovače a až u konce je RC kombinace u prvního integrátoru. Relativní citlivost je vypočtena v (40).

	Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
►	R2	VALUE	1k	1.0100k	990	-1.5706k	95
	C2	VALUE	1n	1.0500n	950p	-1.5571k	94
	R3	VALUE	1k	1.0100k	990	-1.0192k	61
	R5	VALUE	1k	990	1.0100k	554.1464	33
	R4	VALUE	1k	990	1.0100k	465.9825	28
	R1	VALUE	1k	990	1.0100k	86.9830	5
	C1	VALUE	1n	950p	1.0500n	80.7177	4

Obr. 53: Citlivostní analýza mezní frekvence KHN filtru

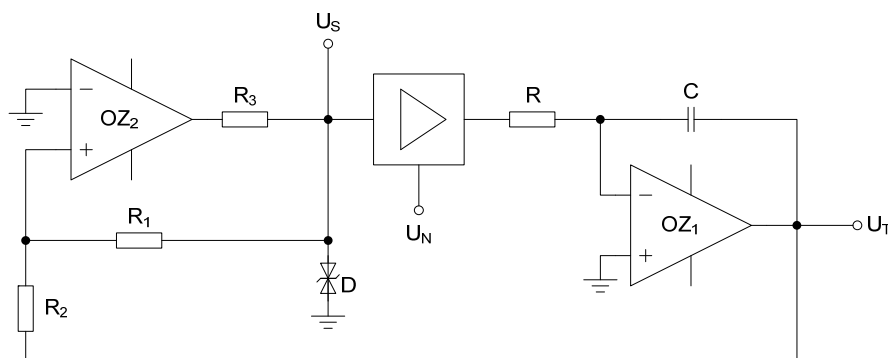
$$\begin{aligned}
 S_{rel_R2}^f &= S_{semirel_R2}^f \cdot \frac{100}{f_C} = -1,5706k \cdot \frac{100}{190k} = -0,8266 \\
 S_{rel_C2}^f &= S_{semirel_C2}^f \cdot \frac{100}{f_C} = -1,5571k \cdot \frac{100}{190k} = -0,8195 \\
 S_{rel_R3}^f &= S_{semirel_R3}^f \cdot \frac{100}{f_C} = -1,0192k \cdot \frac{100}{190k} = -0,5364 \\
 S_{rel_R5}^f &= S_{semirel_R5}^f \cdot \frac{100}{f_C} = 554,15 \cdot \frac{100}{190k} = 0,2917 \\
 S_{rel_R4}^f &= S_{semirel_R4}^f \cdot \frac{100}{f_C} = 465,98 \cdot \frac{100}{190k} = 0,2453
 \end{aligned} \tag{40}$$

Uvedené výsledky měření s porovnáním se simulacemi nám demonstrují, že filtr lze použít i v praktickém řešení. Při použití daných součástek (všechny rezistory $1\text{k}\Omega$ a oba kondenzátory 1nF) se rozsah nastavitelné frekvence pohybuje v rozmezí $0 - 190\text{ kHz}$, zesílení $0 - 1\times$ a činitel jakosti $0,3 - \infty$. Dané limitní případy 0 a ∞ ovšem závisí na rozlišovací schopnosti násobičky, případně šumu řídicích napětí. Reálné rozsahy (při minimálním řídicím napětí $0,1\text{ V}$) se poté pohybují $6 - 190\text{ kHz}$ pro frekvenci, $0,04 - 1\times$ pro zesílení a $0,3 - 8,5$ pro jakostní činitel.

Ačkoli jsou u tohoto zapojení třeba 4 analogové násobičky, použitím MLT04 se tento nedostatek minimalizuje, neboť ty jsou obsaženy právě 4 v jednom pouzdře. Celkový pohled na výsledky měření naznačuje, že se jedná o kvalitní koncepci (hlavně srovnáním frekvenčních charakteristik na obr. 47).

3.4 Nastavitelný funkční generátor

Generátory napětí jsou hojně využívány jak v analogové tak i digitální technice. Existuje mnoho typů signálů, které mohou vytvářet, přičemž nejběžnějšími typy jsou sinusový, obdélníkový a trojúhelníkový [17]. V této kapitole se zaměříme na generátor kombinující obdélníkový a trojúhelníkový signál. Obvod využívá jako řízený prvek napětím řízený zesilovač uvedený v kapitole 3.1.1. Zapojení je na obr. 54 a je tvořeno ze třech hlavních bloků, z integrátoru, komparátoru s hysterezí a napětím řízeného zesilovače. Tyto prvky jsou zapojeny do jedné smyčky. Integrátor, reprezentovaný operačním zesilovačem OZ_1 a kombinací R a C , integruje stejnosměrné napětí na výstupu řízeného zesilovače. Po dosažení komparační úrovně komparátoru dojde k překlpení do saturačního napětí opačné polaroty. Toto napětí je poté zesíleno a následně se začíná znovu integrovat. Tento proces se opakuje neustále dokola. Frekvence generovaného signálu mimo jiné záleží na integrační konstantě, která je úměrná kombinaci RC .



Obr. 54: Funkční generátor [16]

Zesílení řízeného zesilovače je dle (22) nastaveno na 2,8, tato úroveň je určena

záměrně a to pro zesílení vstupních signálů na maximální hodnotu (omezeno saturačním napětím výstupního zesilovače). Poměrem rezistorů pro nastavení stejnosměrného posunu lze teoreticky nastavit střída výstupních signálů. Proto je zde nutné pro střidu 1:1 umístit trimr pro vykompenzování výrobních tolerancí (viz 200 Ω trimry na obr. 26).

Amplituda generovaného obdélníkového signálu U_S je definována antiparalelním zapojením zenerových diod D . Napětí zenerovy diody budeme označovat U_Z . Amplituda trojúhelníkového signálu je dána vztahem:

$$U_T = 2U_Z \cdot \left(\frac{1}{k-1} \right) \quad \text{kde:} \quad k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (41)$$

Amplituda obdélníkového signálu je tedy dána napětím zenerových diod. Protože však násobička dovoluje vstupní napětí pouze do velikosti 1 V, není možné zenerovy diody využít (komerčně dostupné jsou vyráběny až od napětí 2,4 V). Proto je místo nich využito paralelní kombinace schottkyho diod v propustném směru. Proud těmito diodami se nastavuje rezistorem R_3 . Je nastaven tak, aby se napětí na diodách omezovalo na 1 V. Frekvence generovaných signálů f_0 závisí poté na několika parametrech. Kompletní vyjádření je

$$f_0 = \frac{U_Z \cdot U_N \cdot K}{4 \cdot U_T} \cdot \frac{1}{RC}, \quad (42)$$

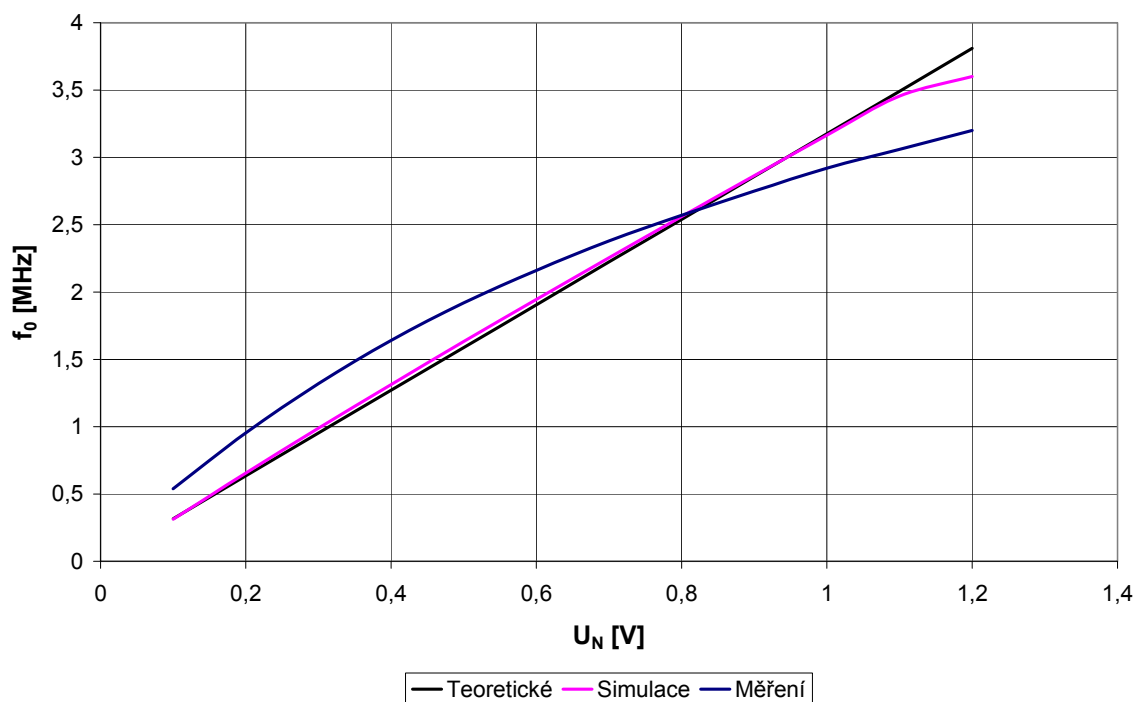
kde K je zesílení VCA při maximálním řídicím napětí. Po nastavení úrovní obou generovaných signálů na 1 V a zesílení $K = 2$ se vztah zjednoduší na

$$f_0 = \frac{U_N}{0,7} \cdot \frac{1}{RC}. \quad (43)$$

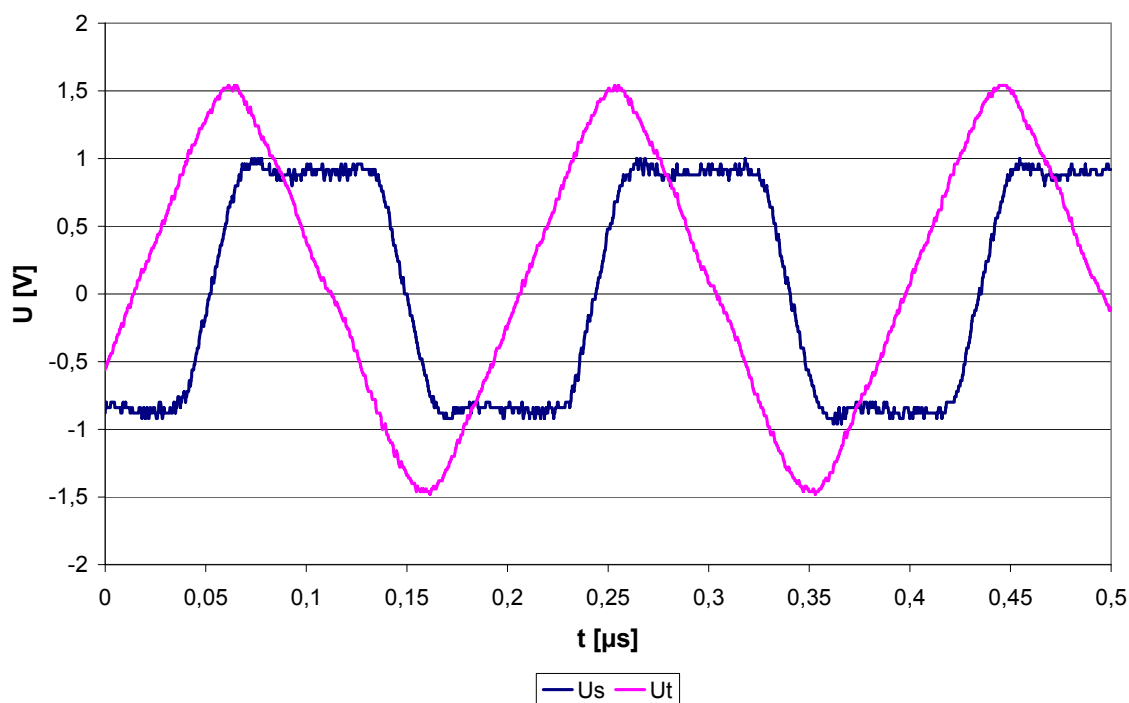
Na obr. 55 jsou zobrazeny tři závislosti frekvence na nastaveném napětí, jedná se o průběh teoretických hodnot vypočtených dle (43), simulovaných programem PSpice a měřených. Dané průběhy odpovídají integrační konstantě $RC = 450$ ns. Na obr. 56 je časový průběh generovaných signálů pro frekvenci 5,2 MHz.

Ačkoli se měřená hodnota odchyluje od teoretických a simulovaných hodnot je generátor možné použít. Tyto odchylky jsou způsobené nepřesnými rezistory a nastavením amplitud signálů. Např. model schottkyho diod neodpovídá skutečnosti a bylo nutné použít jiný rezistor R_3 pro nastavení proudu diodami. Dané odchylky reálných součástek způsobili i změnu integrační konstanty RC (vede k rozdílnému sklonu charakteristiky). Měření bylo nicméně ovlivněno navíc i dalšími parametry, mezi nimi i způsob provedení měřicí desky. Na obr. 57 je proto uveden histogram pro toleranční analýzu obvodu (tolerance 1% pro rezistory a 5% pro kondenzátory, tolerance modelových parametrů nebyly uvažovány). Generovaná frekvence (pro

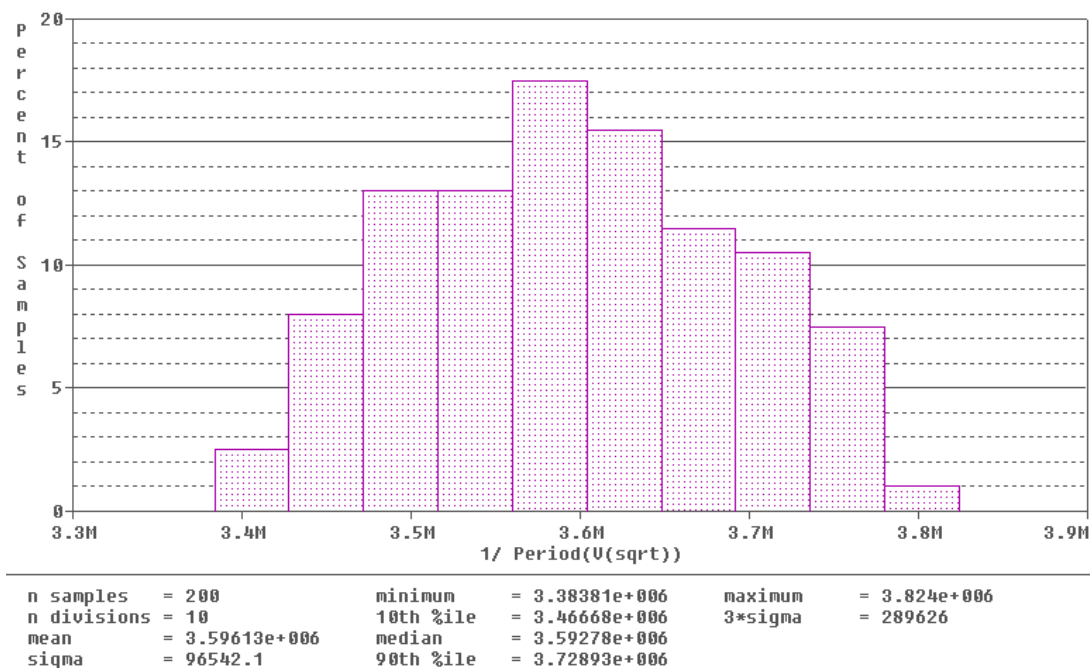
$U_N = 1 \text{ V}$, $RC = 400 \text{ ns}$) má nominální hodnotou $3,59 \text{ MHz}$ s rozptylem $\sigma = 96,542\text{k}$.



Obr. 55: Srovnání závislostí f_0 na U_N ($RC = 450 \text{ ns}$)



Obr. 56: Časový průběh generovaných signálů ($f_0 = 5,2 \text{ MHz}$)



Obr. 57: Histogram generované frekvence funkčního generátoru

Citlivostní analýza obvodu je zobrazena na následujícím obr. 58. Je zde vidět, že na velikost generovaného kmitočtu mají nejvíce vliv rezistory nastavující stejnosměrný posun signálu za řízeným zesilovačem. Tím pádem není vhodné používat změnu poměru těchto rezistorů pro nastavení středy, docházelo by i ke změně kmitočtu. Dále pak zde máme rezistor 1 k Ω pro nastavení amplitudy trojúhelníkového signálu, dvojici rezistorů 500 Ω pro nastavení zesílení řízeného zesilovače a až poté součástky realizující konstantu RC. Relativní citlivost pro pět prvních prvků je vypočítána v (44)

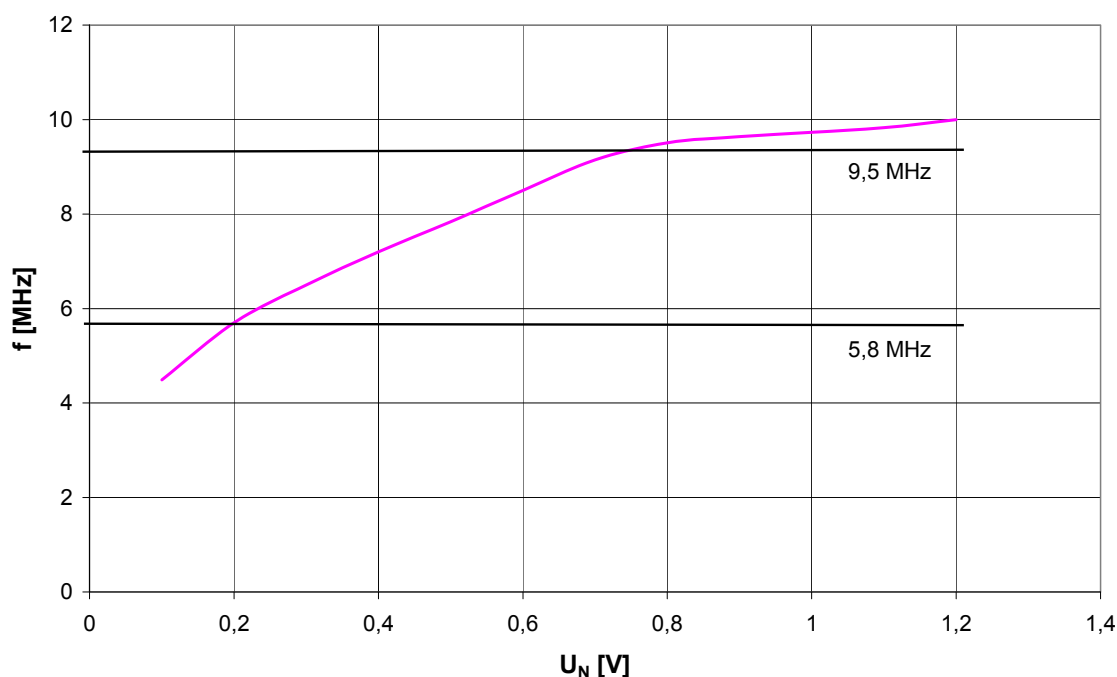
	Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
►	R6	VALUE	3.6500k	3.6865k	3.6135k	-97.1547k	98
	R5	VALUE	3.5000k	3.4650k	3.5350k	91.4426k	92
	R4	VALUE	3k	3.0300k	2.9700k	-90.0934k	91
	R3	VALUE	3k	2.9700k	3.0300k	86.0643k	87
	R10	VALUE	1k	990	1.0100k	51.7334k	52
	R8	VALUE	500	495	505	36.0168k	36
	R7	VALUE	500	495	505	35.2257k	35
	R12	VALUE	510	515.1000	504.9000	-34.0029k	34
	C3	VALUE	470p	493.5000p	446.5000p	-33.0047k	33
	R2	VALUE	50	49.5000	50.5000	26.5781k	27
	R11	VALUE	1k	1.0100k	990	-20.5988k	20
	R1	VALUE	50	50.5000	49.5000	-9.2424k	9
	R9	VALUE	1k	1.0100k	990	-7.6791k	7
	C2	VALUE	10n	9.5000n	10.5000n	3.8704k	3
	C1	VALUE	10n	9.5000n	10.5000n	1.2126k	1

Obr. 58: Citlivostní analýza funkčního generátoru

$$\begin{aligned}
S_{rel_R6}^f &= S_{semirel_R6}^f \cdot \frac{100}{f_C} = -97,1547k \cdot \frac{100}{3,59M} = -2,706 \\
S_{rel_R5}^f &= S_{semirel_R5}^f \cdot \frac{100}{f_C} = 91,4426k \cdot \frac{100}{3,59M} = 2,547 \\
S_{rel_R4}^f &= S_{semirel_R4}^f \cdot \frac{100}{f_C} = -90,0934k \cdot \frac{100}{3,59M} = -2,51 \\
S_{rel_R3}^f &= S_{semirel_R3}^f \cdot \frac{100}{f_C} = 86,0643k \cdot \frac{100}{3,59M} = 2,397 \\
S_{rel_R10}^f &= S_{semirel_R10}^f \cdot \frac{100}{f_C} = 51,7334k \cdot \frac{100}{3,59M} = 1,441
\end{aligned} \tag{44}$$

Na obr. 59 je zobrazena pro názornost závislost f_0 na U_N pro integrační konstantu $RC = 24$ ns. Na tomto grafu jsou totiž patrné maximální možné generované kmitočty. Jsou zde vyznačeny dvě hranice kmitočtů a to 5,8 MHz a 9,5 MHz. Vlivem nedostatečně velké rychlosti přeběhu u použitého operačního zesilovače na místě komparátoru dochází k deformování obdélníkového signálu. Ten má nedostatečně strmé hrany při přechodu z jednoho saturačního napětí do druhého. Tím pádem je integrátorem integrováno i napětí mezi těmito mezemi a tím dochází k deformaci trojúhelníkového signálu. Tento jev je dále podporován pomatou reakcí komparátoru na vstupní signál. Poté se napětí za komparátorem mění se zpožděním oproti dosažené úrovni trojúhelníkového signálu, a tudíž dochází k prodlužování doby integrace. To má za následek zvětšování amplitudy trojúhelníkového signálu. Tento jev se začíná projevovat na kmitočtu 5,8 MHz. Po následném zvyšování řídicího napětí se změní sklon křivky a dále se lineárně zvyšuje kmitočet generovaných signálů a to až do kmitočtu 9,5 MHz. Na tomto bodě se amplituda trojúhelníkových kmitů začíná omezovat vlivem napájecího napětí integrátoru, dochází k dalšímu zlomu křivky a nemožnosti použití generátoru (velikost generovaného kmitočtu již téměř nereaguje na změnu řídicího napětí).

Toto zapojení tedy využívá VCA uvedený v kapitole 3.1.1. S tímto obvodem bylo dosaženo požadovaných výsledků a bylo tedy vhodné toto zapojení využít. Frekvenci generovaných kmitů lze nastavit až do hranice 5,8 MHz a to bez výrazného zkreslení signálu (viz obr. 56). Pokud budeme odebírat pouze obdélníkový signál tak až k hranici 9,5 MHz. Další modifikací by bylo využití rychlého komparátoru místo operačního zesilovače, tím by se frekvence generovaných kmitů posunuly ještě výš.



Obr. 59: Maximální generované frekvence

3.5 Napětím řízený oscilátor (VCO)

Poslední zkoumanou aplikací je napětím řízený oscilátor (VCO). U těchto obvodů se mimo jiné očekává velký rozsah generované frekvence, stálost amplitudy a co možná nejmenší zkreslení THD.

3.5.1 VCO bez stabilizace amplitudy

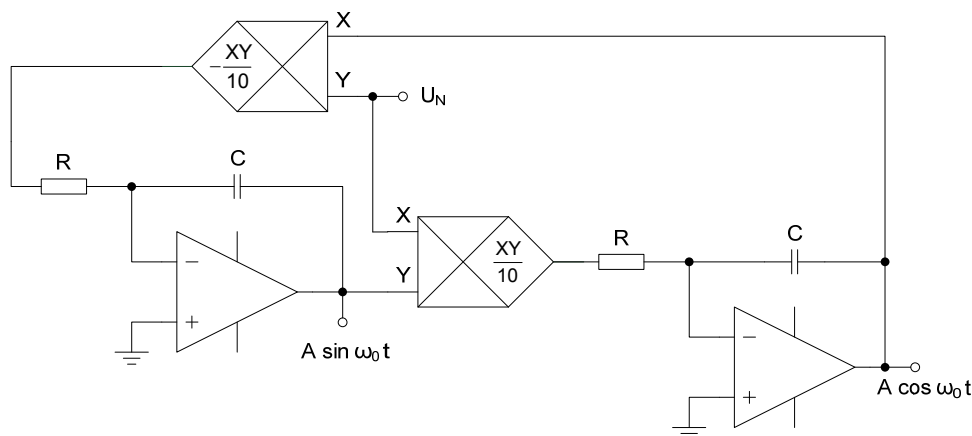
Existuje mnoho typů oscilátorů, ať už v napěťovém, proudovém nebo smíšeném módu, často pak založené na Wienově článku. Takové oscilátory jsou přeladovány nejčastěji změnou velikosti rezistoru. To vede k obtížnému elektronickému řízení. Předvedeme si několik zapojení, které řeší elektronické řízení parametrů pomocí analogových násobiček. Na obr. 60 je kvadraturní oscilátor [16], u kterého se frekvence generovaných kmitů řídí pomocí dvojice násobiček. Princip funkce je založen na faktu, že dvojnásobné integrování sinusového průběhu má stejnou frekvenci a opačnou fázi oproti původnímu sinu. Pak můžeme výsledek integrace invertovat a přivést na vstup prvního integrátoru ve smyslu kladné zpětné vazby pro vyvolání oscilací. Oscilace poté probíhá na frekvenci, na které integrátor nemění velikost amplitudy. V tomto případě tedy

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \quad (45)$$

Řízení frekvence zde tedy zajišťuje dvojice násobiček, přičemž jedna invertuje signál pro splnění podmínky kladné zpětné vazby. Po zavedení násobiček dochází ke změně generované frekvence, přičemž se ale bude měnit amplituda generovaných kmitů (z toho plyne nutnost zavedení stabilizace amplitudy). Oscilační frekvence je poté rovna

$$f_0 = \frac{U_N}{10} \cdot \frac{1}{2\pi RC} . \quad (46)$$

Výsledkem toho se f_0 mění přímo úměrně řídicímu napětí U_N .



Obr. 60: VCO s proměnným kmitočtem [16]

Tato koncepce VCO tedy postrádá stabilizaci amplitudy, bez ní je obvod jen těžko použitelný. Navíc se pro řízení musí využít dvě násobičky, což vede ke zbytečnému zkomplikování zapojení.

3.5.2 Širokopásmová automatická stabilizace amplitudy

Jak již bylo zmíněno výše, dané zapojení sice osciluje na frekvenci, která je přímo úměrná řídicímu napětí, ale při změně frekvence se mění i amplituda kmitů. To vede k nutnosti využít automatickou stabilizaci amplitudy (AGC). Nyní si ukážeme, jak lze takovouto stabilizaci řešit pomocí násobiček (obr. 61) [16]. Toto zapojení AGC stabilizuje amplitudy v širokém rozsahu generovaných frekvencí. Je vhodné zejména pro užití v obvodech, kde se očekává rychlá reakce stabilizačního obvodu, jako jsou například FM modulátory. AGC je aplikováno na oscilátor z obr. 60, nicméně bez řízení frekvence. Podstata zapojení spočívá ve trigonometrické rovnici

$$\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t = 1 . \quad (47)$$

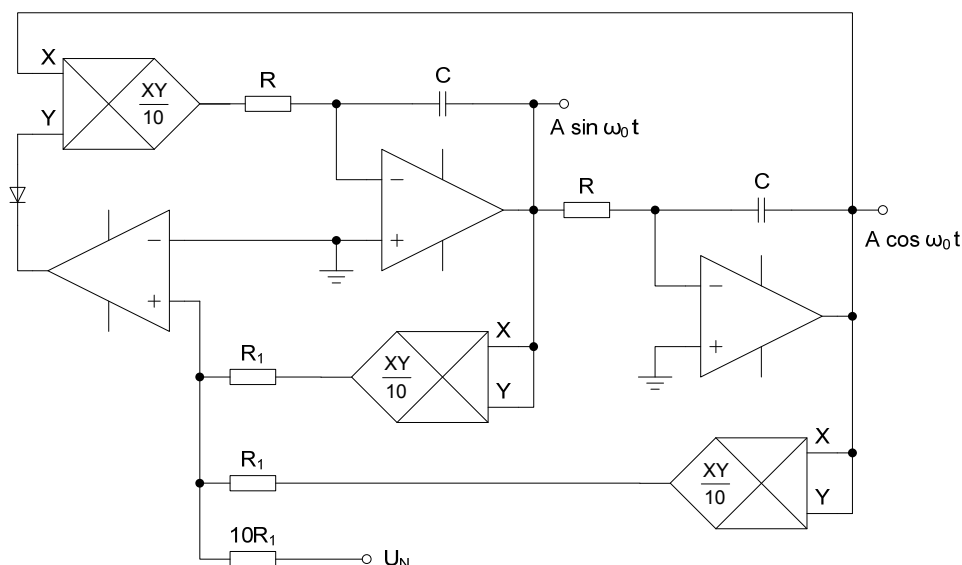
Poté jsou jednotlivé výstupní signály umocněny a srovnány s řídicím napětím U_N . Rovnováha umocněných signálů a řídicího napětí je vyjádřena jako

$$A^2 \sin^2 \omega t + A^2 \cos^2 \omega t + U_N = 0 . \quad (48)$$

Z čehož vyplývá, že amplituda generovaných signálů bude

$$A = \sqrt{-U_N} . \quad (49)$$

Pokud tedy amplituda nedosahuje dostatečné úrovně, je rozdíl napětí na vstupu komparátoru porovnán s 0 a následně přiveden přes diodu na řídicí násobičku. Při platnosti vztahu (48) je zesílení řídicí násobičky -1. Tím je i zajištěna podmínka kladné zpětné vazby. Dále pak je zřejmé že U_N musí nabývat pouze záporných hodnot.



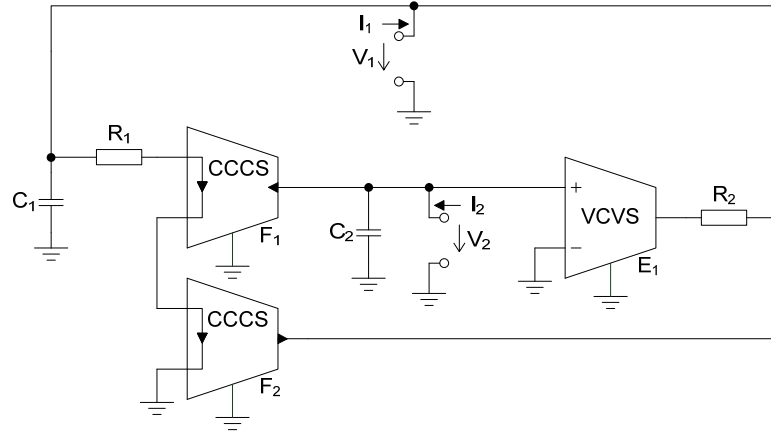
Obr. 61: AGC pomocí násobiček [16]

Při použití zesilovače s velkým zesílením je chyba amplitudy minimalizována na chyby násobičky (offset a chyba zesílení). Offset samotného zesilovače a nepřesné hodnoty rezistorů lze poté zanedbat. Čas potřebný ke stabilizaci amplitudy není tedy limitován filtrem použitým u standardních AGC, ale je zcela závislý pouze na odezvě násobičky a operačního zesilovače. Takže změna amplitudy může být provedena ve zlomku času jedné periody. Pomocí této realizace AGC lze po připojení libovolného záporného signálu na U_N odebírat z výstupu přímo signál po amplitudové modulaci AM.

Z těchto důvodů není vhodné využívat toto řízení u běžného oscilátoru. Při realizaci je nutné využít třech násobiček a operačního zesilovače. Z tohoto důvodu nebylo přistoupeno k realizaci a podrobnější analýze.

3.5.3 VCO ve smíšeném módu

Zapojení oscilátoru na obr. 62 již bylo prozkoumáno podrobněji a jedná se oproti předchozím aplikacím o víceméně vlastní koncepci. Obsahuje jeden zdroj CCCS s navzájem invertovanými proudovými výstupy (pro analýzu rozděleno na dva CCCS), jeden VCVS a dvojici RC článků.



Obr. 62: Oscilátor ve smíšeném módu

Analýzou zapojení programem SNAP byla získána charakteristická rovnice

$$R_1 R_2 C_1 C_2 \cdot s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_1 - R_2 C_1 F_2) \cdot s + E_1 F_1 = 0. \quad (50)$$

Ze které je odvozena oscilační podmínka

$$\frac{R_1 C_1 + R_2 C_1}{R_2 C_1} \leq F_2, \quad (51)$$

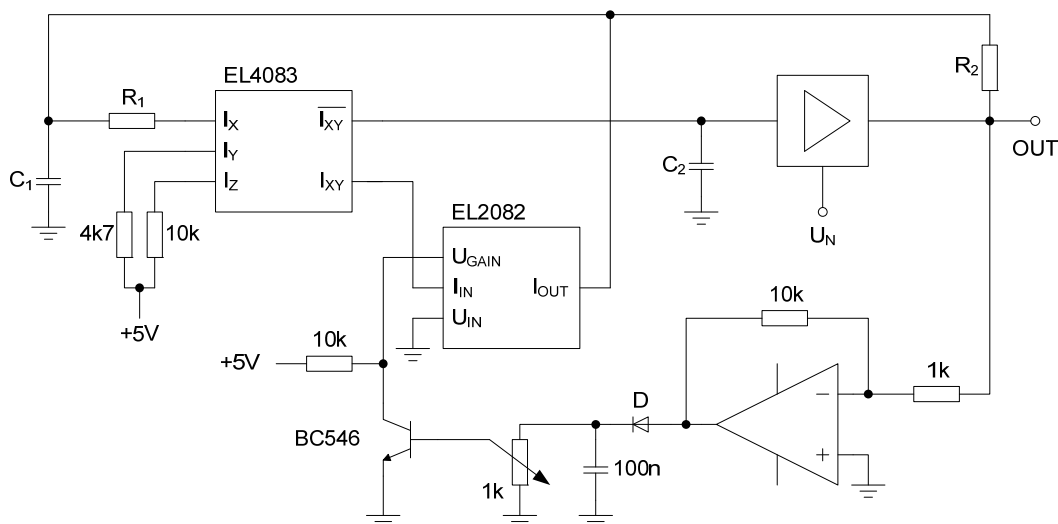
zde při úvaze shodné velikosti rezistorů $R_1 = R_2$ vzniká jednoduchá podmínka

$$F_2 \geq 2. \quad (52)$$

Pokud tedy nebudeme provádět řízení frekvence oscilátoru, bude při splnění této podmínky oscilátor kmitat s konstantní velikostí amplitudy. Frekvenci oscilací lze také vyjádřit z charakteristické rovnice (50), její velikost činí

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{E_1 \cdot F_1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E_1 \cdot F_1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (53)$$

Z dané rovnice (53) je patrné, že řízení frekvence oscilací je možné změnou parametru E_1 případně F_1 . F_1 však nepřípadá v úvahu využití jednoho prvku CCCS se dvěma výstupy ($F_1 = -F_2$), protože při změně F (nepředpokládá se separátní změna F_1 a F_2) by docházelo ke změně oscilační podmínky. Takovéto řízení je řešeno na obr. 63, kde oba CCCS zastupuje proudová násobička EL4083 [13] a VCVS VCA z kapitoly 3.1.1. Dále je zde proudový zesilovač EL2082 [12], pomocí kterého je nastavována oscilační podmínka. Jeho zesílení je řízeno pomocí obvodu AGC, který řídí amplitudu kmitů přímo z výstupu oscilátoru. Ten je umístěn ještě před rezistorem R_2 a to z důvodu nízkoimpedančního výstupu z VCA a tím ušetření napěťového sledovače pro oddělení výstupu.



Obr. 63: VCO ve smíšeném módu s AGC

Při měření oscilátoru byly použity následující hodnoty součástek:

$$C_1 = C_2 = 150 \text{ pF}, R_1 = 40 \text{ } \Omega, R_2 = 80 \text{ } \Omega$$

Při určování velikosti rezistoru R_1 byla respektována vstupní parazitní impedance proudové násobičky, které je s rezistorem R_1 v sérii. Ta má katalogovou hodnotu také $40 \text{ } \Omega$, poté je zachována podmínka $R_1 = R_2$. Rezistory $4k7$ a $10k$ u proudové násobičky slouží pro nastavení zesílení, je nastaveno na maximální možnou úroveň $1x$.

Při ožiování vyvstal problém s proudovou násobičkou EL4083. Výstupy násobičky jsou oproti modelu v PSpicu prohozené, takže na desce je pomocí drátové propojky provedena jejich záměna (ve schématu v příloze je to také prohozené). Výsledky měření jsou shrnuty v tabulce 7. Nejlepších výsledků (z hlediska nejmenšího THD) bylo dosaženo při nastavení zesílení VCA $K = 2$. V tomto případě ještě nemůže dojít ke zkreslení signálu za VCA ořezáním napájecím napětím. Nicméně toto zesílení má vliv na oscilační podmínku, při měření nastaly oscilace již při hodnotě $F_2 = 0,5$ (odpovídá $U_{GAIN} = 0,5 \text{ V}$). Změna řídicího napětí U_N má tedy i vliv na oscilační podmínku, která musí být vyrovnána pomocí proudového zesilovače EL2082. Napětí U_{GAIN} se mění razantnějším způsobem, než bylo očekáváno před měřením. Nicméně tato změna je generována pomocí AGC k dosažení konstantní velikosti amplitudy oscilací. Díky velkému rozkmitu U_{GAIN} nelze využít plný rozsah řídicího napětí U_N .

V tabulce a na obr. 65 jsou dále uvedeny velikosti napětí na výstupu OUT a na kondenzátorech C_1 a C_2 . Napětí U_{OUT} a U_{C2} jsou měřeny před a za VCA a je mezi nimi vztah

$$U_{OUT} \approx K \cdot U_{C2} = 2 \cdot U_{C2}. \quad (54)$$

Naopak mezi napětími U_{OUT} a U_{C2} dochází k závislosti způsobené změnou zesílení

VCA. Amplituda oscilací začne klesat pod hranicí $U_N = 0,4 \text{ V}$, to je způsobeno již zmíněným maximálním rozsahem U_{GAIN} . V tabulce je pro názornost uvedena i hodnota $U_N = 0,35 \text{ V}$.

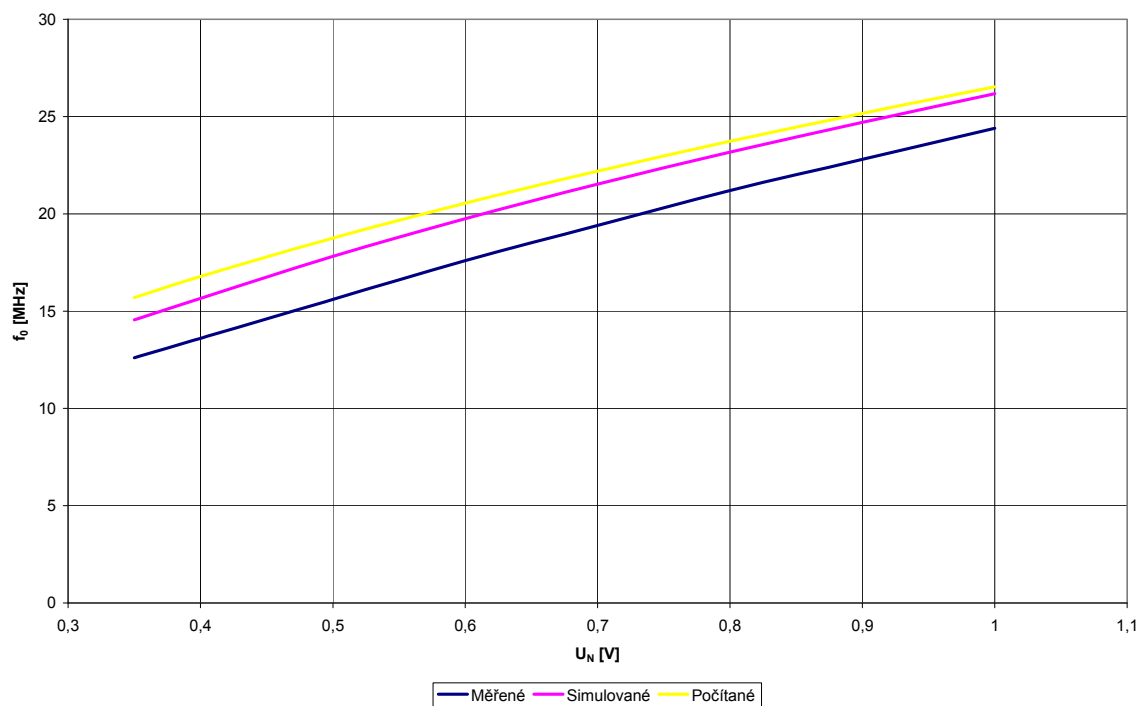
Dalším parametrem je celkové harmonické zkreslení (THD), to je počítáno z hlavní a z prvních 6 vyšších harmonických složek výstupního signálu U_{OUT} (další složky již splývaly v úrovni šumu). Jeho závislost na oscilační frekvenci je na obr. 66. Maximální hodnota THD je 1,6 %, to lze považovat pro některé aplikace za ještě celkem uspokojivý výsledek (bez AGC to bylo několik jednotek %).

U_N	U_{GAIN}	U_{OUT}	U_{C1}	U_{C2}	THD	f_0 MĚŘ.	f_0 SIM.	f_0 TEOR.
[V]	[V]	[mV _{P-P}]	[mV _{P-P}]	[mV _{P-P}]	[%]	[MHz]	[MHz]	[MHz]
1	0,50	369	151	202	1,6	24,40	26,17	26,53
0,9	1,03	356	155	183	1,3	22,80	24,71	25,16
0,8	1,54	350	162	175	1,2	21,20	23,17	23,73
0,7	2,07	347	174	163	1,1	19,40	21,52	22,19
0,6	2,60	335	184	158	1,0	17,60	19,75	20,55
0,5	3,17	327	201	156	0,9	15,60	17,82	18,76
0,4	3,93	315	223	153	1,0	13,60	15,65	16,78
0,35	4,67	270	211	140	0,9	12,60	14,55	15,69

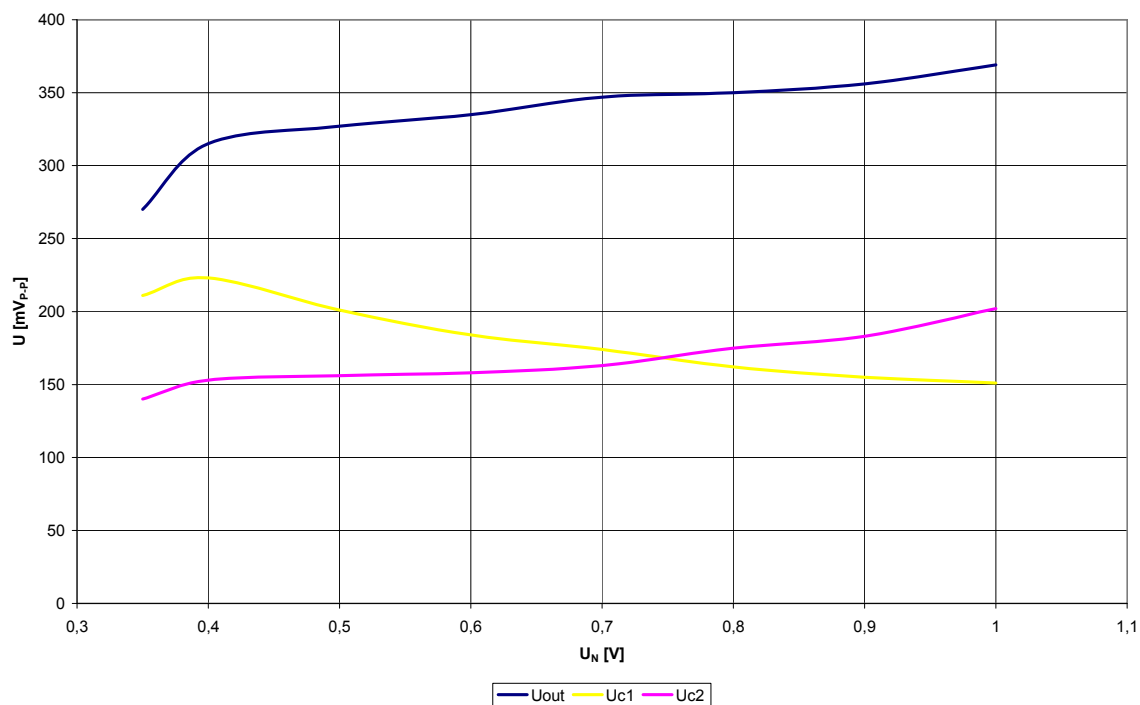
Tab. 7: Naměřené hodnoty VCO s AGC

Dostáváme se k posledním sloupcům uvedené tabulky, ve kterých jsou uvedeny oscilační kmitočty pro měření, simulaci a pro teoretický výpočet ze vztahu (53). Grafické znázornění průběhů je na obr. 64. Rozdíly mezi hodnotami oscilačních kmitočtů jsou způsobeny parazitními parametry použitých součástek. Například počítáme se vstupní impedancí EL4083 s katalogovou hodnotou 40Ω , tato hodnota se ovšem může měnit a to hlavně v závislosti na I_Z a na přivedené frekvenci. Další odchylku způsobují vstupní kapacity obvodů, které dosahují jednotek pF.

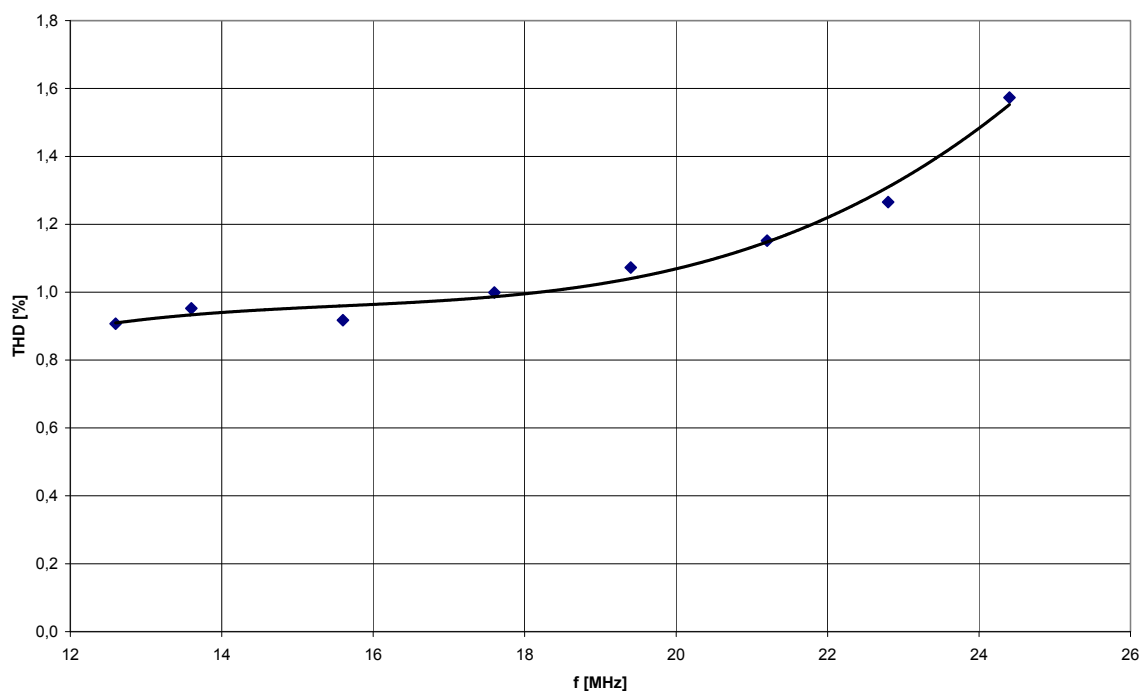
O stabilizaci amplitudy se stará obvod sestávající z operačního zesilovače se zesílením 10x. Toto je nezbytné, neboť výstupní signál je nutné stejnosměrně usměrnit a na to musí mít určitou dostatečnou úroveň. Ta se odvozuje z celkem malé výstupní amplitudy. Po usměrnění následuje AGC filtr, složený ze 100 nF kondenzátoru a 1k trimru. Pomocí pozice trimru je poté nastaveno bázové napětí řídicího tranzistoru, který spolu s rezistorem $10 \text{ k}\Omega$ tvoří dělič napětí. Nastavení probíhá na nejvyšším kmitočtu a pro dosažení co možná nejmenšího THD je nastavena nejmenší úroveň napětí při které je ještě splněna oscilační podmínka. Jinými slovy co možná nejmenší napětí na V_{GAIN} při zachování oscilací. Při nastavení vyššího napětí sice vzroste amplituda generovaných kmitů, avšak s ní se zvýší i hodnota THD, což je nežádoucí jev.



Obr. 64: Závislost oscilační frekvence f_0 na řídícím napětí U_N

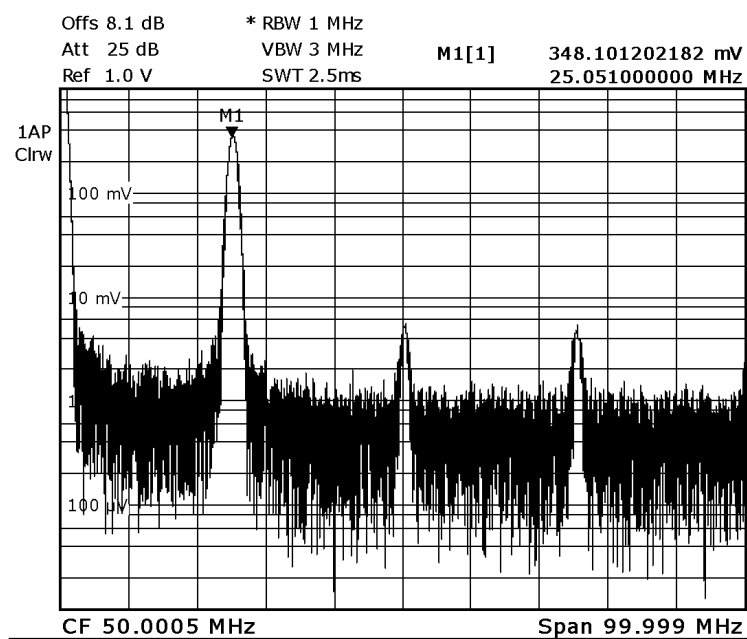


Obr. 65: Závislost amplitudy výstupního napětí na řídícím napětí U_N

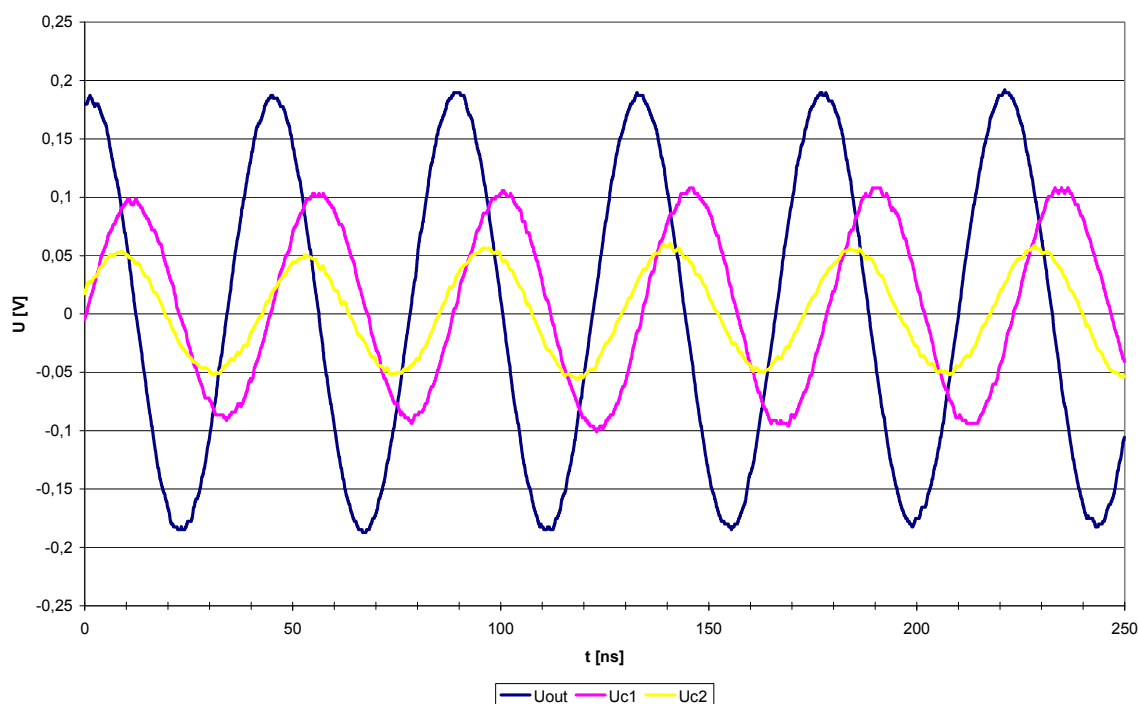


Obr. 66: Závislost THD na oscilační frekvenci f_0

Časový průběh generovaných signálů (U_{OUT} a U_{C2}) je na obr. 68. a spektrum signálu U_{OUT} na obr. 67. Oba průběhy jsou pro oscilační kmitočet 25 MHz, přičemž toto napětí je vyšší než dříve uvedených 24,4 MHz, neboť bylo použito napětí $U_N = 1,04$ V. Násobička AD834 povoluje přivést až cca 1,1 V, než dojde k prudkému nárůstu THD a tímto je ukázáno, že napětí 1 V lze mírně překročit i při zachování THD.

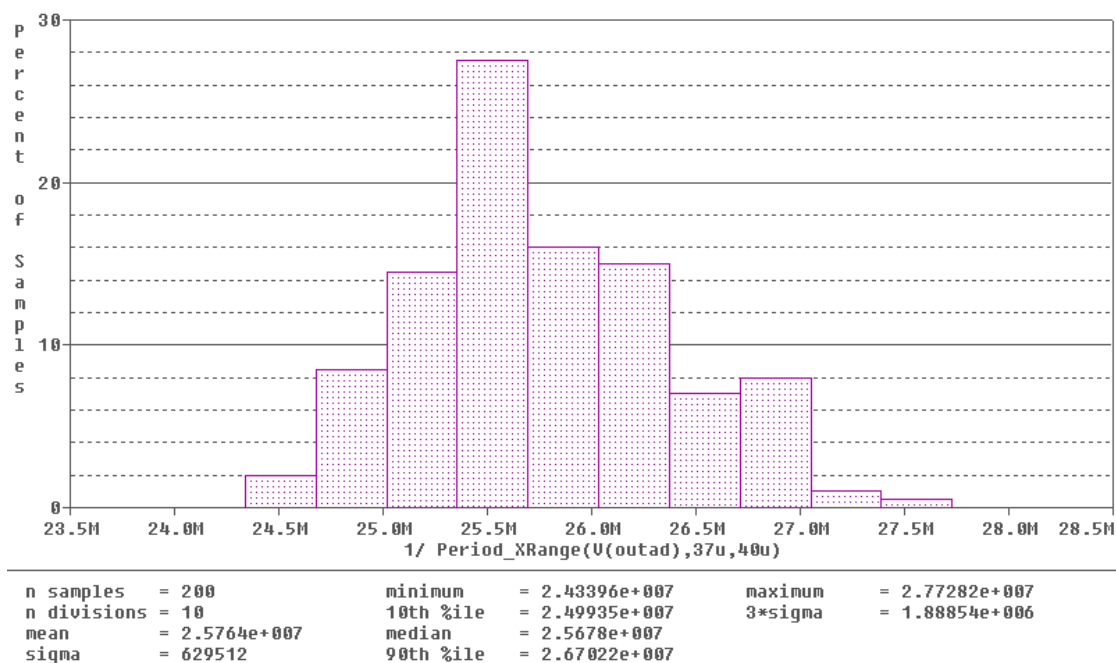


Obr. 67: Spektrum výstupního signálu VCO



Obr. 68: Časový průběh výstupního napětí VCO

Na časovém průběhu (obr. 68) je patrný fázový posun napětí mezi uzly U_{OUT} a U_{CI} , který má velikost 90° , jedná se tedy o kvadrurní oscilátor. Pro úplnost je zde uveden ještě průběh napětí před VCA, tedy na kondenzátoru C_2 .



Obr. 69: Histogram pro toleranční analýzu VCO

Z hlediska toleranční analýzy je model oscilátoru naladěný na frekvenci 25,76 MHz a jak je patrné z obr. 69 výsledky dosahují rozptylu $\sigma = 629,5\text{k}$. Pro úplnost je zde uveden ještě výsledek citlivostní analýzy (obr. 70), kde je patrné, že na změnu oscilační frekvence (perrody) má největší vliv nepřesnost rezistorů pro nastavení zesílení VCA, následuje kondenzátory C_1 , C_2 a rezistory R_1 a R_2 . Relativní citlivost pro první čtyři prvky je vypočtena v (55).

	Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
►	R7	VALUE	500	505	495	-203.3701p	99
	C3	VALUE	59p	56.0500p	61.9500p	162.5088p	79
	R14	VALUE	80	79.2000	80.8000	144.6499p	71
	R9	VALUE	10k	9.9000k	10.1000k	110.0209p	54
	R2	VALUE	50	49.5000	50.5000	78.3641p	38
	R10	VALUE	4.7000k	4.6530k	4.7470k	72.4532p	35
	R1	VALUE	50	50.5000	49.5000	-63.4306p	31
	R13	VALUE	40	39.6000	40.4000	57.5972p	28
	C4	VALUE	59p	56.0500p	61.9500p	46.1236p	22
	R18	VALUE	1k	990	1.0100k	42.2981p	20
	R5	VALUE	3.5000k	3.5350k	3.4650k	-21.3270p	10
	R4	VALUE	3k	2.9700k	3.0300k	21.1081p	10
	R6	VALUE	3.6370k	3.6006k	3.6734k	14.5484p	7
	R8	VALUE	500	505	495	-12.0558p	5
	R3	VALUE	3k	3.0300k	2.9700k	-5.5361p	2
	R17	VALUE	10k	9.9000k	10.1000k	5.1680p	2
	C5	VALUE	200n	190n	210n	6.0585p	2
	R20	VALUE	1k	990	1.0100k	5.5307p	2
	R19	VALUE	5k	5.0500k	4.9500k	-1.6224p	< MIN >
	C6	VALUE	10n	10.5000n	9.5000n	-245.5066f	< MIN >
	C7	VALUE	10n	10.5000n	9.5000n	-2.0337p	< MIN >

Obr. 70: Výsledky citlivostní analýzy VCO

$$\begin{aligned}
 S_{rel_R7}^T &= S_{semirel_R7}^T \cdot \frac{100}{T_0} = -203,3701p \cdot \frac{100}{38,82n} = -0,523 \\
 S_{rel_C3}^T &= S_{semirel_C3}^T \cdot \frac{100}{T_0} = 162,5088p \cdot \frac{100}{38,82n} = 0,418 \\
 S_{rel_R14}^T &= S_{semirel_R14}^T \cdot \frac{100}{T_0} = 144,6499p \cdot \frac{100}{38,82n} = 0,372 \\
 S_{rel_R9}^T &= S_{semirel_R9}^T \cdot \frac{100}{T_0} = 110,0209p \cdot \frac{100}{38,82n} = 0,283
 \end{aligned} \tag{55}$$

Tento oscilátor je dle změřených i simulovaných parametrů vhodný pro další využití. Při nastavení nižší oscilační frekvence než je zde použita by nedocházelo k tak velkému vlivu parazitních parametrů součástek a tím k tak výrazné odchylce simulovaných a měřených průběhů. Závislost oscilační frekvence na řídicím napětí je téměř lineární, a taktéž amplituda oscilací nemění výrazně svou velikost s přihlédnutím na dost velký rozsah přeladění (cca 11 MHz). To jsou spolu s nízkým THD hlavní přednosti tohoto oscilátoru. Jako nedostatek lze považovat velký rozkmit napětí řídicího oscilační podmínku U_{GAIN} , díky němuž nelze využít ani plný rozsah řídicího napětí U_N .

4 ZÁVĚR

Náplní této práce bylo ověřit vlastnosti komerčně dostupných napěťových násobiček. Po zanalyzování nabídky dostupných typů byly vybrány 4 modely a to všechny čtyři od fy. Analog Devices. Jmenovitě šlo o typy AD633, MLT04, AD734 a AD834. Do užšího výběru součástek vhodných pro implementaci do zkušebních aplikací byly vybrány AD834 a MLT04 jako náhrada pro aplikace, které by se pomocí AD834 řešily obtížně.

Pro všechny obvody byly vytvořeny simulace pro ověření základních parametrů. U obvodu AD834 bylo nutné nejprve vytvořit makromodel (což bylo také jedním z bodů zadání práce), který se využíval při analýzách. Výrobce v katalogových listech publikuje vlastnosti obvodů celkem poskromnu, hlavně pak grafické závislosti někdy zcela chybí. Vytvořený model prochází v závislosti na skutečném měření průběžně modifikacemi, aby byla zajištěna jeho co možná největší přesnost.

Dále byly prezentovány různé aplikace, ze kterých bylo vybráno pět pro realizaci. Vytvořené aplikace až na jednu obsahují násobičku AD834, ta je osazena MLT04. První aplikace čerpá inspiraci ze vzorového zapojení, které uvádí výrobce. Jedná se o napětím řízený zesilovač za použití operačního zesilovače a využívající AD834. Tato aplikace byla proměřena a shledána jako velmi vhodná pro užití v dalších zapojeních. Při měření by zjištěna šířka pásma 600 MHz, což je velice solidní výsledek. Dalším zapojením byl opět napětím řízený zesilovač, tentokrát ovšem vlastní koncepce. Základ tvoří opět AD834 a samotná úprava signálu byla realizována pomocí proudových zrcadel a i samotný výstup zesilovače pracuje v proudovém módu. Šířka pásma u tohoto zesilovače byla stanovena na 370 MHz. Dalším zapojením, jmenovitě napětím řízený zesilovač s transformátorem a integrátor nesplnili plně očekávání a jejich použití se očekává pouze ve velice specializovaných aplikacích.

Následoval frekvenční filtr, tzv. KHN. Tato aplikace obsahuje násobičku MLT04 a to z důvodu užití čtyřech násobiček v jednom zapojení. A u MLT04 jsou obsaženy v jednom pouzdře právě čtyři nezávislé násobičky. Díky tomu je u filtru zajištěno spojitě řízení mezní frekvence, jakosti filtru a jeho přenosu. I díky užití této násobičky nedosahuje maximální pracovní kmitočet k hranici 1 MHz, takovýto filtr se navíc stejně více hodí k nízkofrekvenčním aplikacím. Nicméně byla zajištěna vysoká přesnost nastavovaných parametrů a vysoký útlum v nepropustném pásmu.

Další aplikací byl funkční generátor, ten generuje signály s tvarem obdélníku a trojúhelníku. Jako řízený prvek je použit napětím řízený zesilovač s operačním zesilovačem, který zde byl prezentován. Lze s ním při stávající koncepci generovat signály o stálé amplitudě až do frekvence 5,4 MHz. Při mírné modifikaci a využití rychlého komparátoru místo operačního zesilovače poté až desítky MHz.

Jako poslední je uvedena aplikace napětím řízeného oscilátoru ve smíšeném módu, přičemž se jedná také o vlastní koncepci zapojení. Na místo řízeného prvku je dosazen opět napětím řízený zesilovač s operačním zesilovačem, stejně jako u funkčního generátoru. Další aktivní bloky již pracují v proudovém módu, konkrétně se jedná o proudovou násobičku a napětím řízený proudový zesilovač. Tento oscilátor generuje harmonický signál v rozmezí 13 – 25 MHz s celkovým harmonickým skreslením pohybujícím se okolo 1%. O konstantní velikost amplitudy se zde stará automatická stabilizace, díky ní je výstupní napětí stabilizováno s odchylkou max. 25 mV.

U všech prezentovaných aplikací byly nakonec provedeny i toleranční a citlivostní analýzy, u kterých byla uvažována tolerance externích prvků, tedy rezistorů (1%) a kondenzátorů (5%), tolerance parametrů modelu (30%) nebyly uvažovány.

Tato práce tedy shrnuje několik komerčně dostupných násobiček a uvažuje několik možných zapojení. Hlavně poté bloky napětím řízených zesilovačů jsou vhodné pro implementaci do jiných aplikací jako řízené prvky. Zcela určitě by se našla řada dalších násobiček i vhodných aplikací, nicméně nikdy nelze uvést absolutně všechny.

LITERATURA

- [1] VYSOKÝ, O. Elektronické systémy II. Praha: ČVUT, 2002. 194 s.
- [2] ZUMBAHLEN, H. Linear circuit design handbook. Oxford: Newnes, 2008. 943 s. ISBN 9780750687034.
- [3] Analog Devices, *Datasheet AD633*, 12 s., Dostupný z WWW: <www.analog.com>
- [4] Analog Devices, *Datasheet AD734*, 12 s., Dostupný z WWW: <www.analog.com>
- [5] Analog Devices, *Datasheet AD834*, 20 s., Dostupný z WWW: <www.analog.com>
- [6] Analog Devices, *Datasheet MLT04*, 12 s., Dostupný z WWW: <www.alldatasheet.com>
- [7] KOLKA, Z. Analýza elektronických obvodů programem OrCAD PSpice. Skripta FEKT VUT v Brně.
- [8] PSpice Reference Guide, Cadence Design, 2000, Dostupný z WWW: <www.cadence.com>
- [9] SEVICK, J. A Simplified Analysis of the Broadband Transmission Line Transformer. Noble Publishing Corporation, 2001. 278 s. ISBN 1884932185.
- [10] Analog Devices, *Datasheet AD8000*, 20 s., Dostupný z WWW: <www.analog.com>
- [11] Analog Devices, *Datasheet AD8045*, 24 s., Dostupný z WWW: <www.analog.com>
- [12] Intersil, *Datasheet EL2082*, 16 s., Dostupný z WWW: <www.intersil.com>
- [13] Intersil, *Datasheet EL4083*, 17 s., Dostupný z WWW: <www.intersil.com>
- [14] Intersil, *Datasheet HFA309*, 13 s., Dostupný z WWW: <www.intersil.com>
- [15] DOSTÁL, T.: Teorie obvodů, Brno: FEKT VUT v Brně, 2006, 177 s.
- [16] GRAEME, J.: Applications of operational amplifiers, New York: McGraw-Hill Company, 1973, 233s., ISBN 0-07-023890-1
- [17] BRANČÍK, L.; DOSTÁL, T.: Analogové elektronické obvody. REL0715. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007. 193 s.
- [18] LÁNÍČEK, R.: Elektronika, obvody - součástky - děje, BEN-technická literatura, 2002, 480 s., ISBN 978-80-860562-58
- [19] HANUS, S.; SVAČINA, J.: Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002, 208 s.
- [20] SHEINGOLD, D.: Transducer interfacing handbook, U.S.A.: Analog Devices Inc., 1980, 250 s., ISBN 0-916550-05-2
- [21] GRAEME, J.; TOBEY G.: Operational amplifiers, Design and Applications, New York: McGraw-Hill Book Company, 1971, 512s., ISBN 07-064917-0

- [22] Analog Devices, Training and Tutorial: Analog Multipliers (MT-079), 8 s., Dostupný z WWW: <analog.com>
- [23] KERVIN, W. J., HUELSMAN, L. P., NEWCOMB, R. W. State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. IEEE-SC, 1967, Vol. 2, No. 2, pp. 87-92.
- [24] BIOLEK, D.; KOLKA, Z.: Snap - symbolic, semisymbolic and numerical analysis of electronic circuits. dostupne z WWW: <<http://snap.webpark.cz/indexa.html>>
- [25] PUNČOCHAŘ, J.: Operační zesilovače-historie a současnost. BEN Praha 2002, ISBN 80-7300-047-4
- [26] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J.: Přednášky Elektrické filtry: Multifunkční aktivní filtry více-smyčkových integrátorových struktur: FEKT VUT v Brně, 2010, 42 s.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AGC	Automatická stabilizace amplitudy
AM	Amplitudová modulace
BW	Šířka pásma
CCCS	Proudem řízený zdroj proudu
CERDIP	Ceramic Dual In-Line Package
DP	Dolní propust
f_0	Oscilační kmitočet
f_c	Mezní kmitočet
FFT	Rychlá Fourierova transformace
FM	Frekvenční modulace
HP	Horní propust
K	Zesílení
Ku	Přenos
OZ	Operační zesilovač
PDIP	Plastic Dual In-Line Package
PP	Pásmová propust
Q	Jakost filtru
SiCr	Vrstva křemíku a chromu
SOIC	Small Outline Integrated Circuit
THD	Celkové harmonické zkreslení
$U_{N, f, Q, K}$	Řídící napětí
VCA	Napětím řízený zesilovač
VCO	Napětím řízený oscilátor
VCVS	Napětím řízený zdroj napětí

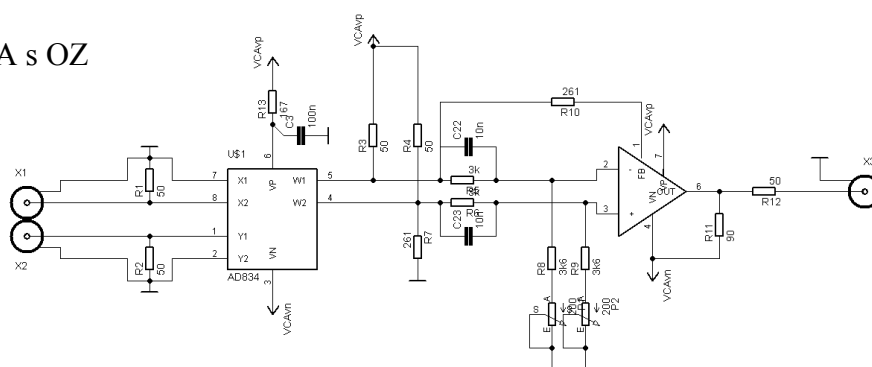
SEZNAM PŘÍLOH

A	Deska sdružující více aplikací	a
A.1	Schéma zapojení	a
A.2	DPS	c
A.3	Rozmístění součástek.....	e
A.4	Seznam součástek	g
A.5	Fotodokumentace.....	j
B	Oscilátor	k
B.1	Schéma.....	k
B.2	DPS	l
B.3	Rozmístění součástek.....	m
B.4	Seznam součástek	n
B.5	Fotodokumentace.....	o

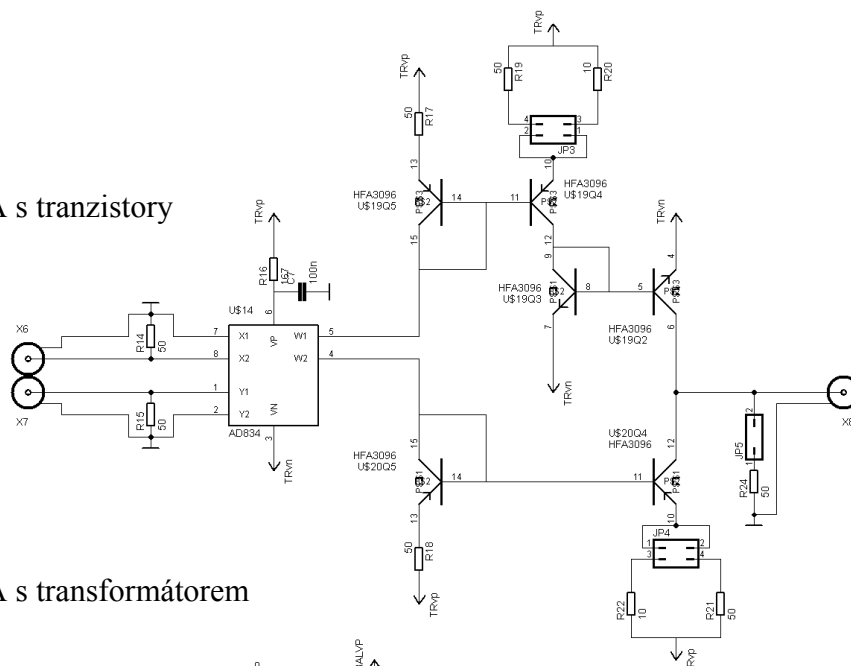
A DESKA SDRUŽUJÍCÍ VÍCE APLIKACÍ

A.1 Schéma zapojení

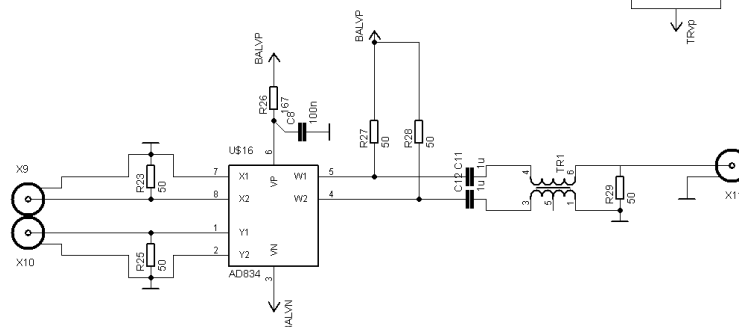
VCA s OZ



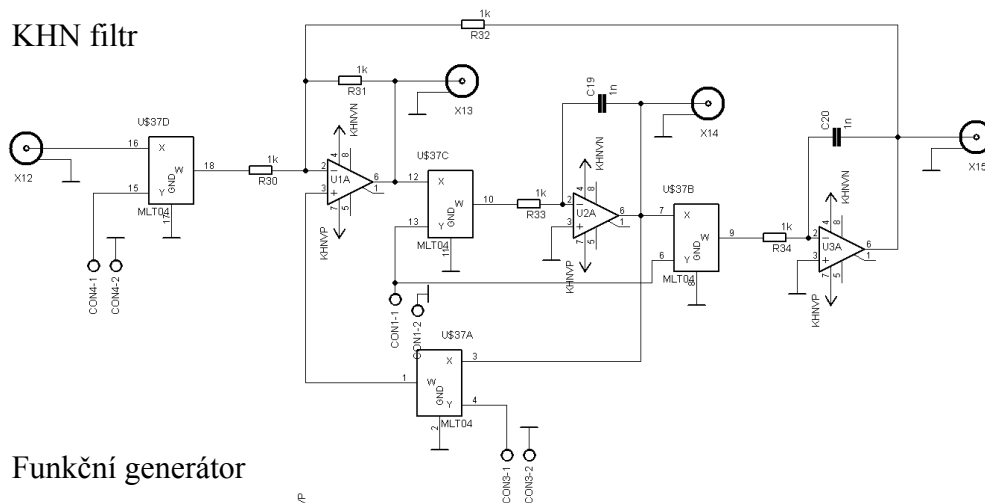
VCA s tranzistory



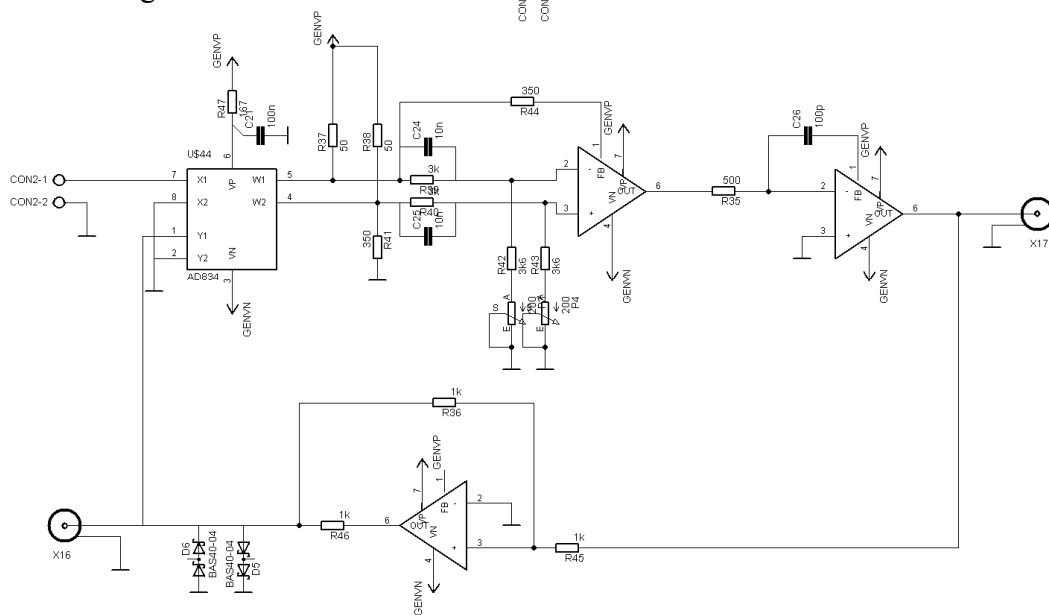
VCA s transformátorem



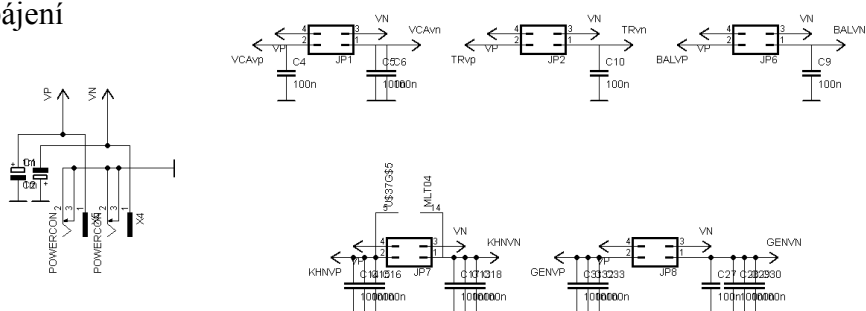
KHN filtr



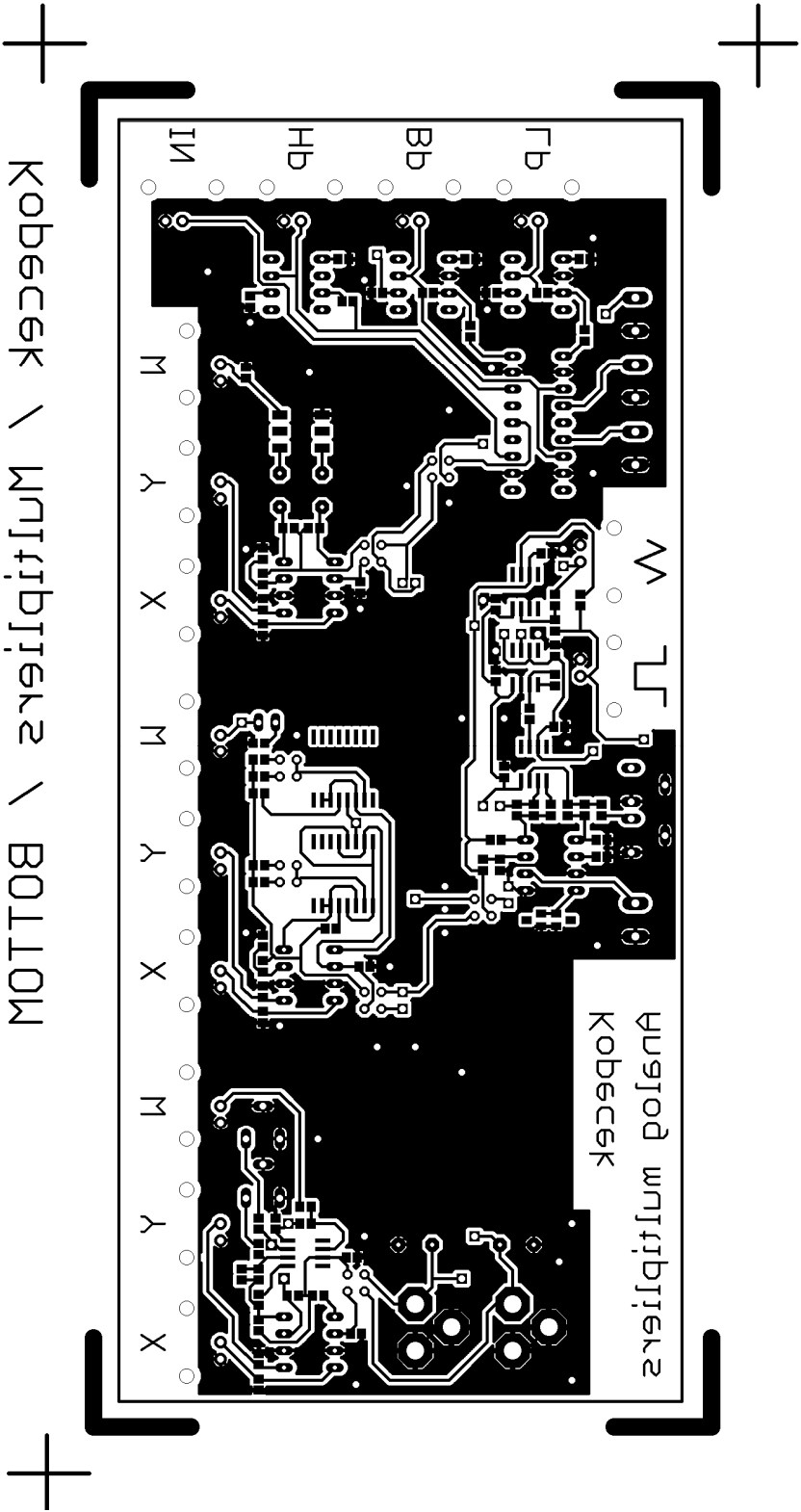
Funkční generátor



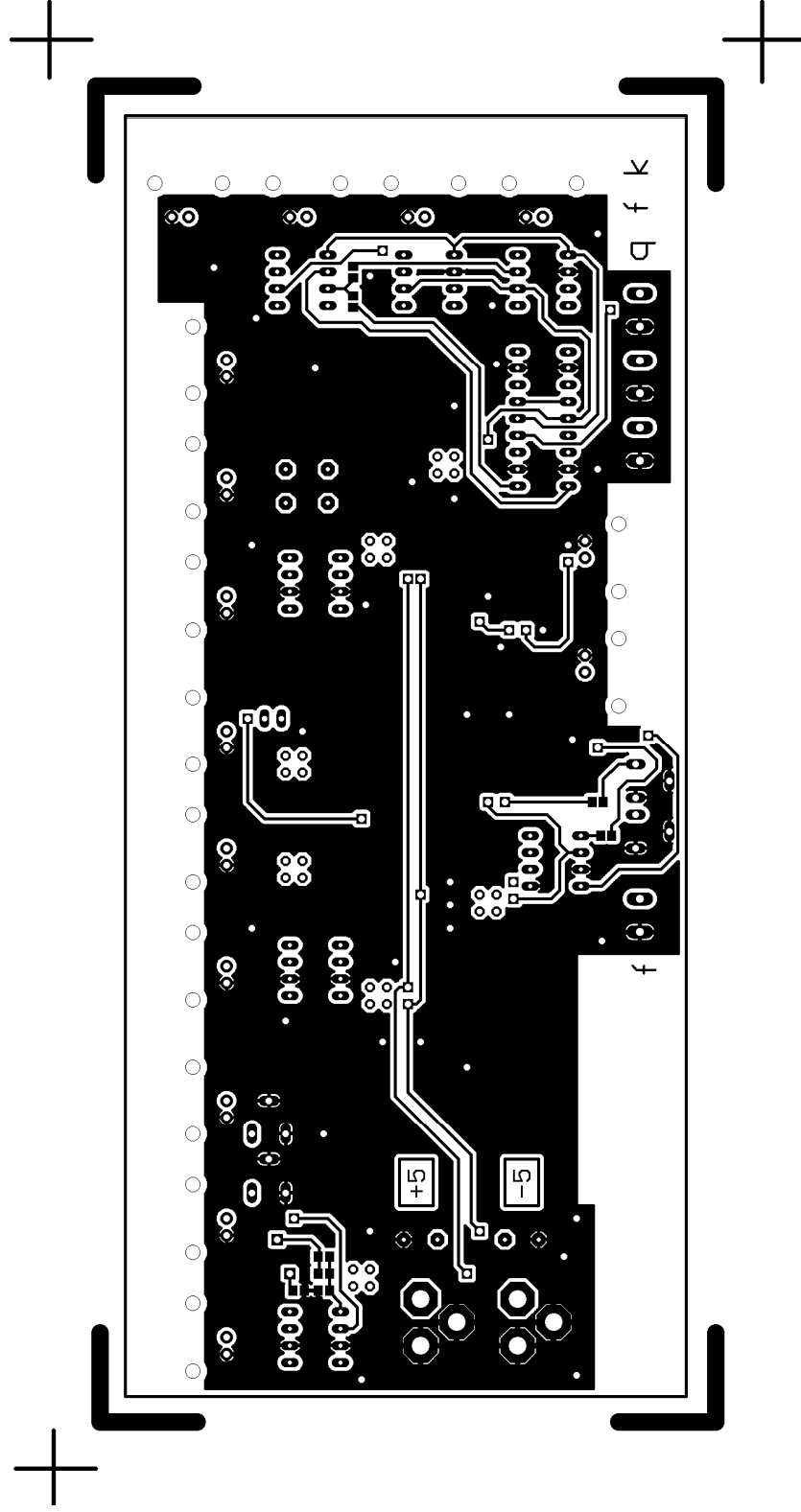
Napájení



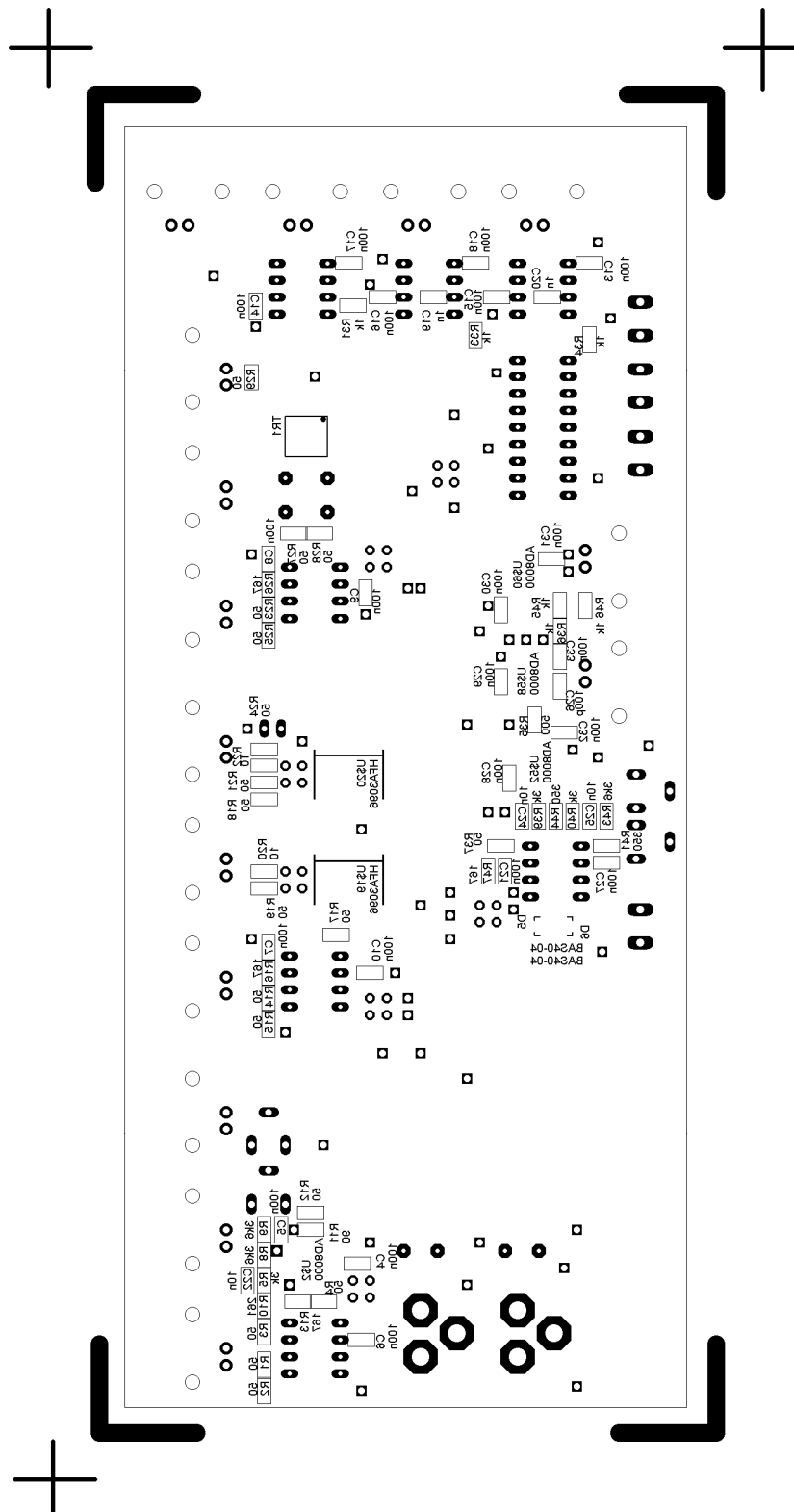
A.2 DPS

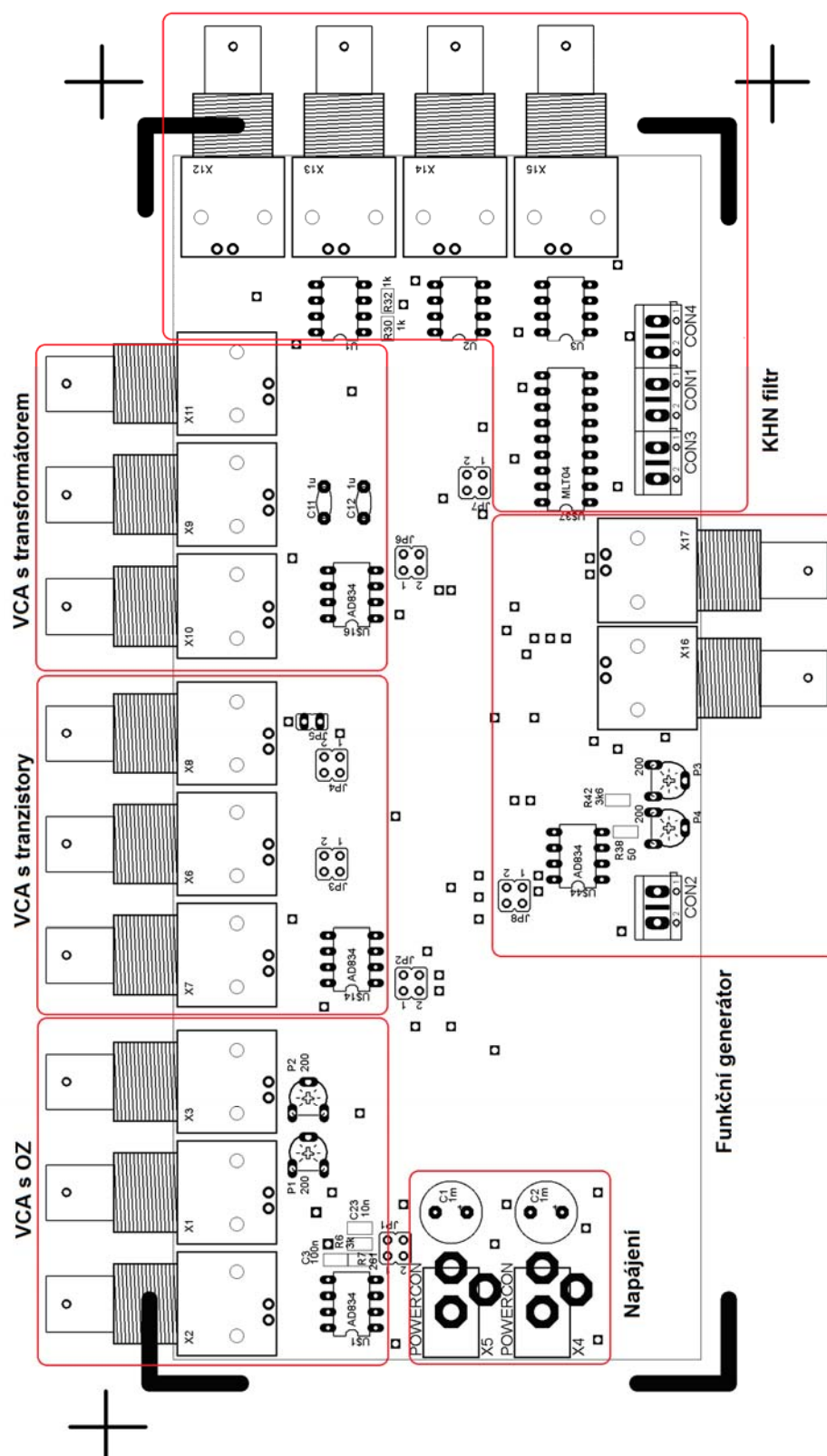


Kopecek / Multipliers / TOP



A.3 Rozmístění součástek





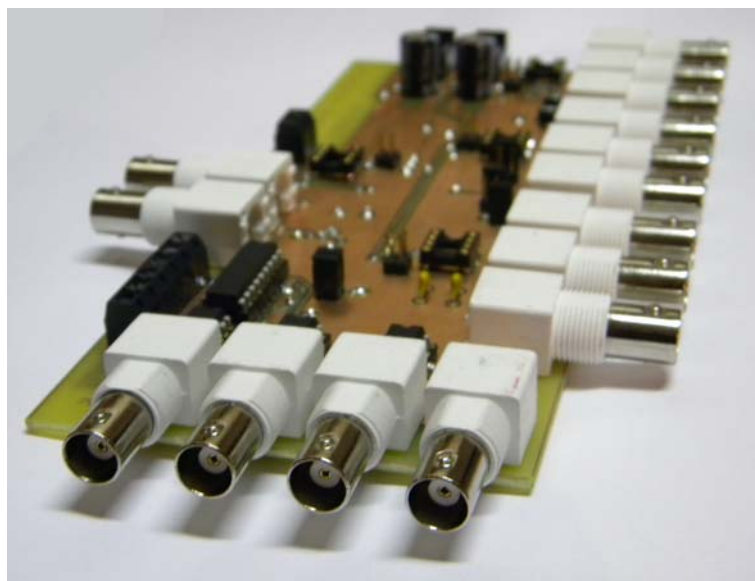
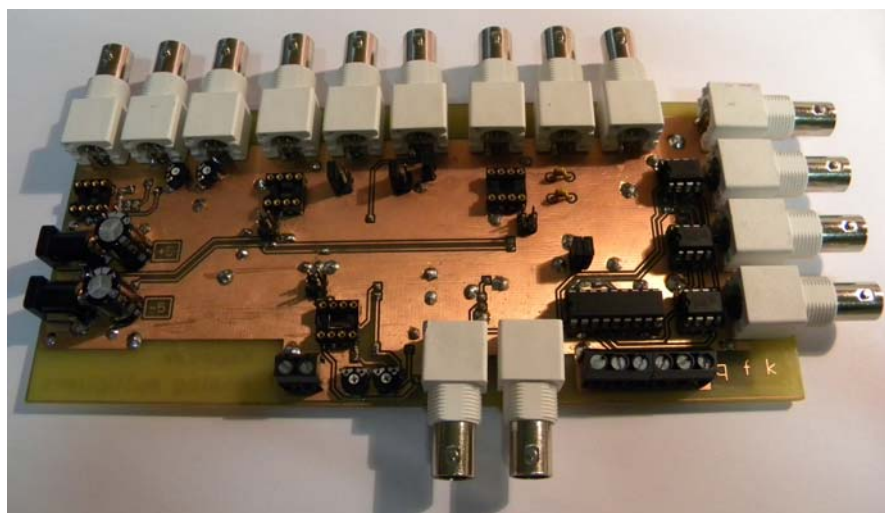
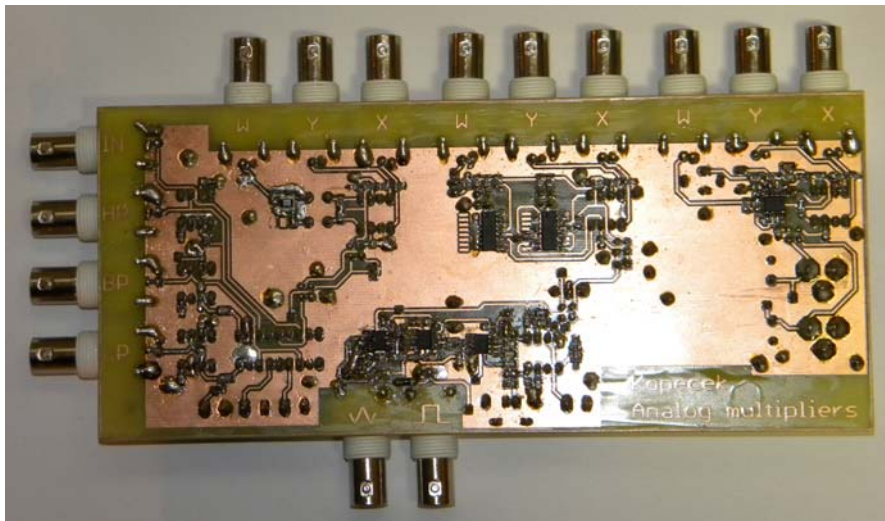
A.4 Seznam součástek

Název	Hodnota	Typ	Pouzdro
C1	1m	ELEKTROLITICKYRM5-10	ELEKTROLITICKY_RM5-10
C2	1m	ELEKTROLITICKYRM5-10	ELEKTROLITICKY_RM5-10
C3	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C4	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C5	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C6	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C7	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C8	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C9	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C10	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C11	1u	KERAMICKYRM5	KERAMICKY_RM5
C12	1u	KERAMICKYRM5	KERAMICKY_RM5
C13	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C14	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C15	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C16	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C17	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C18	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C19	1n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C20	1n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C21	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C22	10n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C23	10n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C24	10n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C25	10n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C26	100p	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C27	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C28	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C29	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C30	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C31	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C32	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C33	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
CON1		AK500/2	AK500/2
CON2		AK500/2	AK500/2
CON3		AK500/2	AK500/2
CON4		AK500/2	AK500/2
D5	BAS40-04	BAS40-04	SOT23
D6	BAS40-04	BAS40-04	SOT23
JP1		JP2Q	JP2Q
JP2		JP2Q	JP2Q
JP3		JP2Q	JP2Q
JP4		JP2Q	JP2Q
JP5		JP1Q	JP1
JP6		JP2Q	JP2Q
JP7		JP2Q	JP2Q
JP8		JP2Q	JP2Q
P1	200	TRIMRPT6V	PT6V
P2	200	TRIMRPT6V	PT6V

P3	200	TRIMRPT6V	PT6V
P4	200	TRIMRPT6V	PT6V
R1	50	R-EU_R0805	R0805
R2	50	R-EU_R0805	R0805
R3	50	R-EU_R0805	R0805
R4	50	R-EU_R0805	R0805
R5	3k	R-EU_R0805	R0805
R6	3k	R-EU_R0805	R0805
R7	261	R-EU_R0805	R0805
R8	3k6	R-EU_R0805	R0805
R9	3k6	R-EU_R0805	R0805
R10	261	R-EU_R0805	R0805
R11	90	R-EU_R0805	R0805
R12	50	R-EU_R0805	R0805
R13	167	R-EU_R0805	R0805
R14	50	R-EU_R0805	R0805
R15	50	R-EU_R0805	R0805
R16	167	R-EU_R0805	R0805
R17	50	R-EU_R0805	R0805
R18	50	R-EU_R0805	R0805
R19	50	R-EU_R0805	R0805
R20	10	R-EU_R0805	R0805
R21	50	R-EU_R0805	R0805
R22	10	R-EU_R0805	R0805
R23	50	R-EU_R0805	R0805
R24	50	R-EU_R0805	R0805
R25	50	R-EU_R0805	R0805
R26	167	R-EU_R0805	R0805
R27	50	R-EU_R0805	R0805
R28	50	R-EU_R0805	R0805
R29	50	R-EU_R0805	R0805
R30	1k	R-EU_R0805	R0805
R31	1k	R-EU_R0805	R0805
R32	1k	R-EU_R0805	R0805
R33	1k	R-EU_R0805	R0805
R34	1k	R-EU_R0805	R0805
R35	500	R-EU_R0805	R0805
R36	1k	R-EU_R0805	R0805
R37	50	R-EU_R0805	R0805
R38	50	R-EU_R0805	R0805
R39	3k	R-EU_R0805	R0805
R40	3k	R-EU_R0805	R0805
R41	350	R-EU_R0805	R0805
R42	3k6	R-EU_R0805	R0805
R43	3k6	R-EU_R0805	R0805
R44	350	R-EU_R0805	R0805
R45	1k	R-EU_R0805	R0805
R46	1k	R-EU_R0805	R0805
R47	167	R-EU_R0805	R0805
TR1		BALUN	Z2980-A
U\$1		AD834	DIL08
U\$2		AD8000	SO8

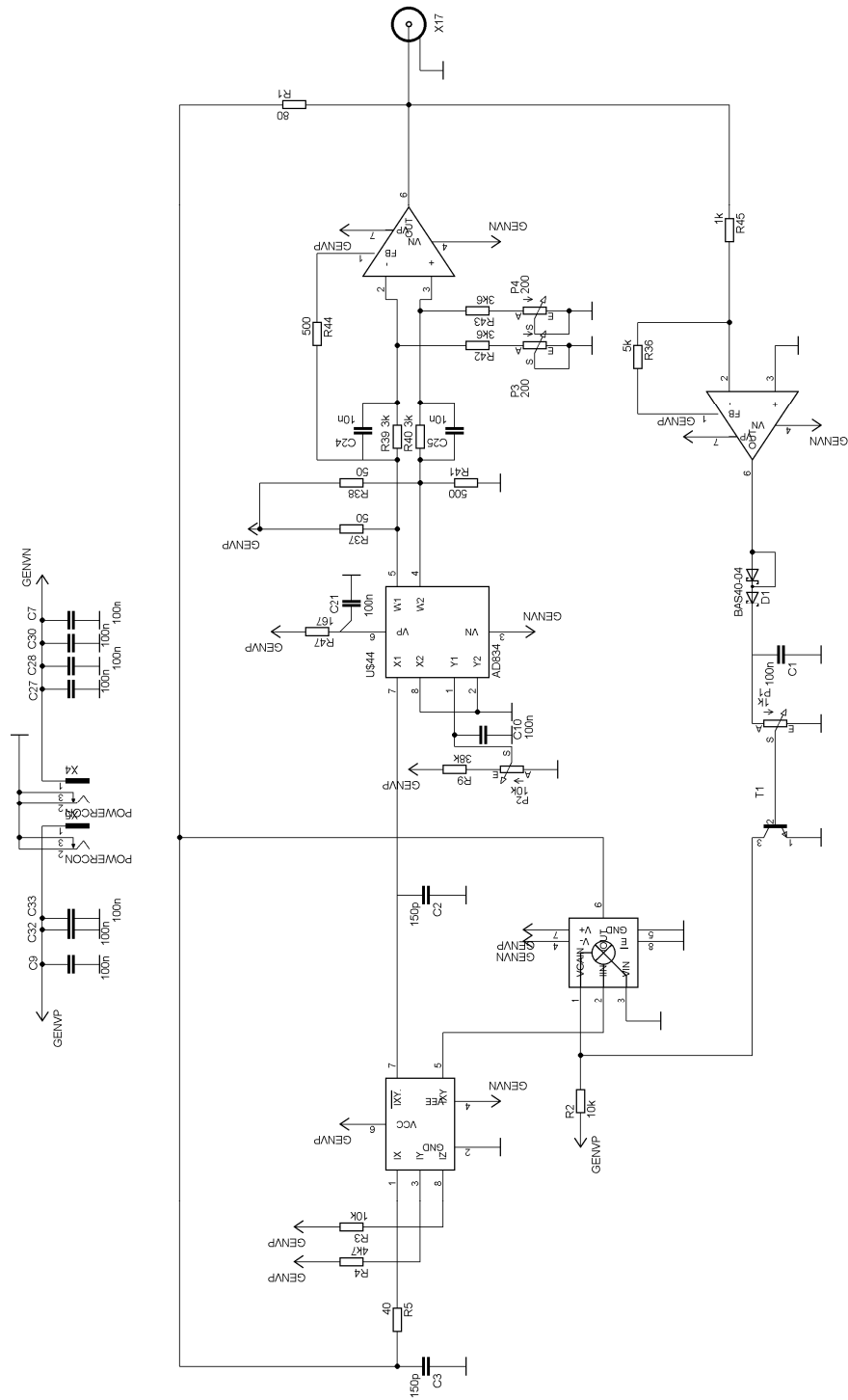
U\$14	AD834	DIL08
U\$16	AD834	DIL08
U\$19	HFA3096	SOIC16R
U\$20	HFA3096	SOIC16R
U\$37	MLT04	DIL18
U\$44	AD834	DIL08
U\$52	AD8000	SO8
U\$58	AD8000	SO8
U\$60	AD8000	SO8
U1	LM318	DIP08
U2	LM318	DIP08
U3	LM318	DIP08
X1	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X2	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X3	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X4	POWERCON	POWERCON
X5	POWERCON	POWERCON
X6	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X7	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X8	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X9	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X10	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X11	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X12	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X13	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X14	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X15	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X16	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90
X17	BNC-DPS-90	BNC-DPS-90

A.5 Fotodokumentace

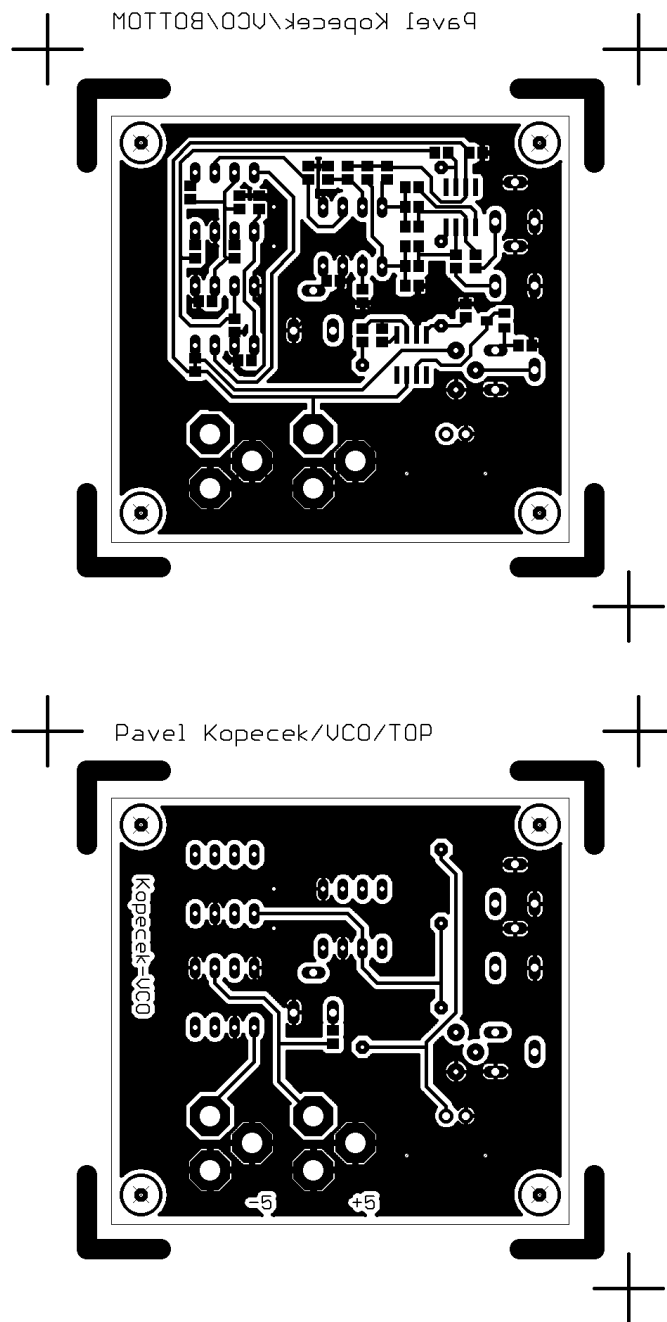


B OSCILÁTOR

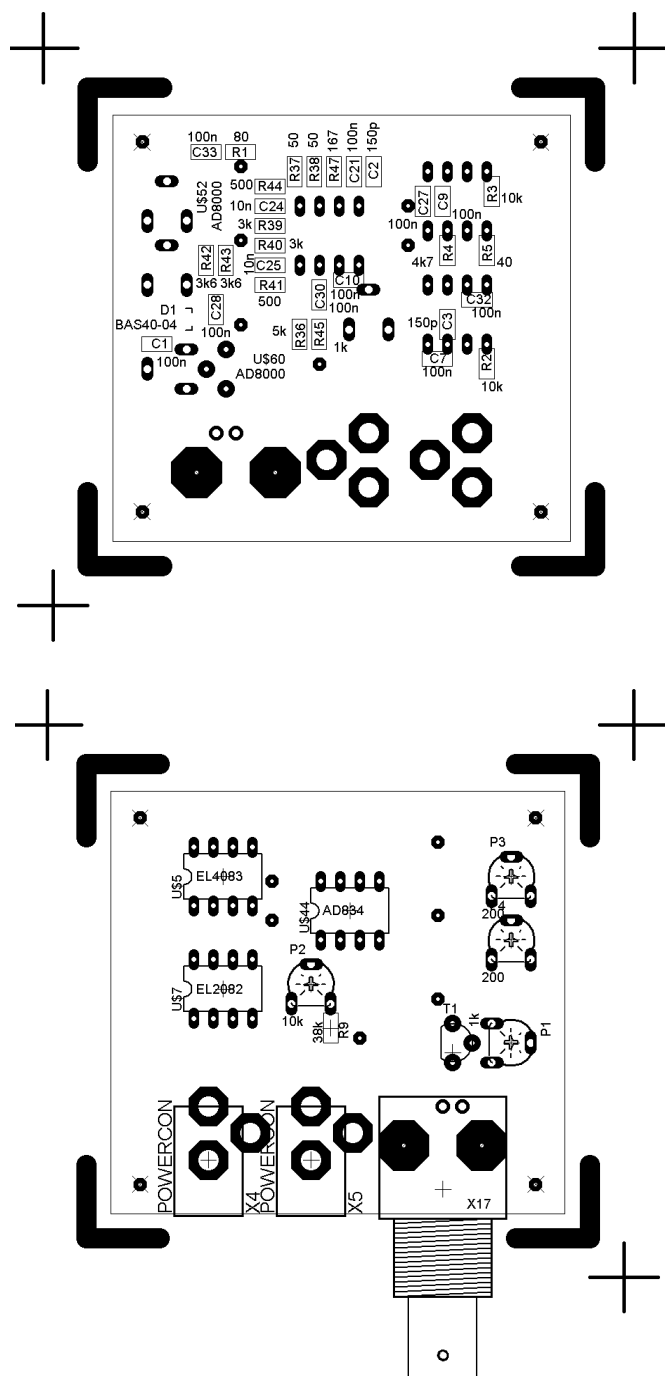
B.1 Schéma



B.2 DPS



B.3 Rozmístění součástek



B.4 Seznam součástek

Název	Hodnota	Typ	Pouzdro
C1	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C2	150p	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C3	150p	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C7	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C9	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C10	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C21	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C24	10n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C25	10n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C27	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C28	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C30	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C32	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
C33	100n	KERAMICKYSMD0805	SMD0805
D1	BAS40-04	BAS40-04	SOT23
P1	1k	TRIMRPT6V	PT6V
P2	10k	TRIMRPT6V	PT6V
P3	200	TRIMRPT6V	PT6V
P4	200	TRIMRPT6V	PT6V
R1	80	R-EU_R0805	R0805
R2	10k	R-EU_R0805	R0805
R3	10k	R-EU_R0805	R0805
R4	4k7	R-EU_R0805	R0805
R5	40	R-EU_R0805	R0805
R9	38k	R-EU_R0805	R0805
R36	5k	R-EU_R0805	R0805
R37	50	R-EU_R0805	R0805
R38	50	R-EU_R0805	R0805
R39	3k	R-EU_R0805	R0805
R40	3k	R-EU_R0805	R0805
R41	500	R-EU_R0805	R0805
R42	3k6	R-EU_R0805	R0805
R43	3k6	R-EU_R0805	R0805
R44	500	R-EU_R0805	R0805
R45	1k	R-EU_R0805	R0805
R47	167	R-EU_R0805	R0805
T1		BC546A	TO-92C
U\$5	EL4083	EL4083	DIL08
U\$7	EL2082	EL2082	DIL08
U\$44	AD834	AD834	DIL08
U\$52	AD8000	AD8000	SO8
U\$60	AD8000	AD8000	SO8
X4	POWERCON	POWERCON	POWERCON
X5	POWERCON	POWERCON	POWERCON
X17		BNC-DPS-90	BNC-DPS-90

B.5 Fotodokumentace

